

#3

**THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE**

In re the Application of : **Masanao SUZUKI, et al.**

Filed : **Concurrently herewith**

For : **VOICE CODE CONVERSION APPARATUS**

Serial No. : **Concurrently herewith**

March 27, 2001

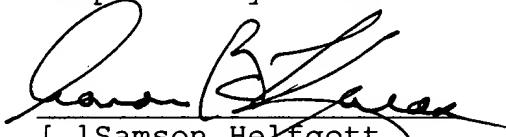
Assistant Commissioner of Patents  
Washington, D.C. 20231

**SUBMISSION OF PRIORITY DOCUMENT**

S I R:

Attached herewith are Japanese patent application No. 2000-330108 of October 30, 2000 whose priority has been claimed in the present application.

Respectfully submitted

  
\_\_\_\_\_  
[ ] Samson Helfgott  
Reg. No. 23,072  
[x] Aaron B. Karas  
Reg. No. 18,923

HELGOTT & KARAS, P.C.  
60th FLOOR  
EMPIRE STATE BUILDING  
NEW YORK, NY 10118  
DOCKET NO.: FUSA 18.501  
BHU:priority

Filed Via Express Mail  
Rec. No.: EL522402509US  
On: March 27, 2001  
By: Brendy Lynn Belony  
Any fee due as a result of this paper,  
not covered by an enclosed check may be  
charged on Deposit Acct. No. 08-1634.

11046 U.S. PTO  
09/818355  
03/27/01



日本国特許庁  
PATENT OFFICE  
JAPANESE GOVERNMENT

J1046 U.S. PRO  
09/018355  
03/27/01

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日  
Date of Application:

2000年10月30日

出願番号  
Application Number:

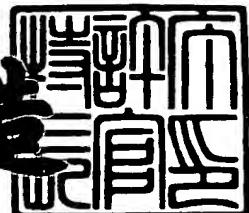
特願2000-330108

出願人  
Applicant(s):

富士通株式会社

特許庁長官  
Commissioner,  
Patent Office

及川耕造



2000年12月22日

出証番号 出証特2000-3107980

【書類名】 特許願

【整理番号】 0051478

【提出日】 平成12年10月30日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 G10L 9/14  
H03M 7/30

【発明の名称】 音声符号変換装置

【請求項の数】 8

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通  
株式会社内

【氏名】 鈴木 政直

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通  
株式会社内

【氏名】 大田 恒士

【発明者】

【住所又は居所】 福岡県福岡市博多区博多駅前三丁目22番8号 富士通  
九州ディジタル・テクノロジ株式会社内

【氏名】 土永 義照

【特許出願人】

【識別番号】 000005223

【氏名又は名称】 富士通株式会社

【代理人】

【識別番号】 100084711

【弁理士】

【氏名又は名称】 斎藤 千幹

【電話番号】 043-271-8176

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 015222

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9704946

【ブルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 音声符号変換装置

【特許請求の範囲】

【請求項1】 第1の音声符号化方式により符号化して得られる音声符号を入力され、該音声符号を第2の音声符号化方式の音声符号に変換して出力する音声符号変換装置において、

第1の音声符号化方式による音声符号より、音声信号を再現するために必要な複数の成分の符号を分離する符号分離手段、

各成分の符号をそれぞれ逆量子化して逆量子化値を出力する逆量子化部、

前記各逆量子化部から出力する逆量子化値を第2の音声符号化方式により量子化して符号を発生する量子化部、

各量子化部から出力する符号を多重して第2の音声符号化方式による音声符号を出力する手段、

を備えたことを特徴とする音声符号変換装置。

【請求項2】 (1) 音声信号の一定サンプル数をフレームとし、フレーム毎の線形予測分析により得られる線形予測係数(LPC計数)又は該LPC係数から求まるLSPパラメータを量子化することにより得られる第1のLPC符号と、周期性音源信号を出力するための適応符号帳の出力信号を特定する第1のピッチラグ符号と、雑音性音源信号を出力するための雑音符号帳の出力信号を特定する第1の雑音符号と、前記適応符号帳の出力信号の振幅を表す適応符号帳ゲインと前記雑音符号帳の出力信号の振幅を表す雑音符号帳ゲインとを量子化して得られる第1のゲイン符号とを求め、これら符号で音声信号を符号化する方式を第1の音声符号化方式とし、(2) 第1の音声符号化方式と異なる量子化方法により量子化して得られる第2のLPC符号、第2のピッチラグ符号、第2の雑音符号、第2のゲイン符号とで音声信号を符号化する方式を第2の音声符号化方式とするとき、

第1の音声符号化方式により符号化した音声符号を入力され、該音声符号を第2の音声符号化方式の音声符号に変換する音声符号変換装置において、

前記第1のLPC符号を第1の音声符号化方式のLPC逆量子化方法により逆量子化し、得られるLPC係数の逆量子化値を第2の音声符号化方式のLPC量子化方法によ

り量子化して第2のLPC符号を求めるLPC符号変換手段、

第1の音声符号化方式におけるピッチラグ符号と第2の音声符号化方式におけるピッチラグ符号との相違を考慮した変換処理により、前記第1のピッチラグ符号を第2のピッチラグ符号に変換するピッチラグ変換手段、

第1の音声符号化方式における雑音符号と第2の音声符号化方式における雑音符号との相違を考慮した変換処理により、前記第1の雑音符号を第2の雑音符号に変換する雑音符号変換手段、

前記第1のゲイン符号を第1の音声符号化方式のゲイン逆量子化方法により逆量子化してゲイン逆量子化値を求めるゲイン逆量子化手段、

前記ゲイン逆量子化値を第2の音声符号化方式のゲイン量子化方法により量子化して第2のゲイン符号に変換するゲイン符号変換手段、

とを有することを特徴とする音声符号変換装置。

**【請求項3】** 前記ゲイン逆量子化手段は、前記第1のゲイン符号を第1の音声符号化方式のゲイン逆量子化方法により逆量子化して適応符号帳ゲインの逆量子化値と雑音符号帳ゲインの逆量子化値を求め

前記ゲイン符号変換手段は、前記適応符号帳ゲイン及び雑音符号帳ゲインの逆量子化値をそれぞれ個別に第2の音声符号化方式のゲイン量子化方法により量子化して適応符号帳ゲイン符号及び雑音符号帳ゲイン符号を発生し、これら2つのゲイン符号で前記第2のゲイン符号を構成する、

ことを特徴とする請求項2記載の音声符号変換装置。

**【請求項4】** 前記ゲイン符号変換手段は、

前記適応符号帳ゲインの逆量子化値を第2の音声符号化方式のゲイン量子化方法により量子化して適応符号帳ゲイン符号を発生する第1ゲイン符号変換手段、

前記雑音符号帳ゲインの逆量子化値を第2の音声符号化方式のゲイン量子化方法により量子化して雑音符号帳ゲイン符号を発生する第2ゲイン符号変換手段、

を有することを特徴とする請求項3記載の音声符号変換装置。

**【請求項5】** (1) 音声信号の一定サンプル数をフレームとし、フレーム毎の線形予測分析により得られる線形予測係数(LPC計数)又は該LPC係数から求まるLSPパラメータを量子化することにより得られる第1のLPC符号と、周期性音源信

号を出力するための適応符号帳の出力信号を特定する第1のピッチラグ符号と、雑音性音源信号を出力するための雑音符号帳の出力信号を特定する第1の雑音符号と、前記適応符号帳の出力信号の振幅を表す適応符号帳ゲインを量子化して得られる第1の適応符号帳ゲイン符号と、前記雑音符号帳の出力信号の振幅を表す雑音符号帳ゲインを量子化して得られる第1の雑音符号帳ゲイン符号を求め、これら符号で音声信号を符号化する方式を第1の音声符号化方式とし、(2) 第1の音声符号化方式と異なる量子化方法により量子化して得られる第2のLPC符号、第2のピッチラグ符号、第2の雑音符号、第2のゲイン符号とで音声信号を符号化する方式を第2の音声符号化方式とするとき、

第1の音声符号化方式により符号化した音声符号を入力され、該音声符号を第2の音声符号化方式の音声符号に変換する音声符号変換装置において、

前記第1のLPC符号を第1の音声符号化方式のLPC逆量子化方法により逆量子化し、得られるLPC係数の逆量子化値を第2の音声符号化方式のLPC量子化方法により量子化して第2のLPC符号を求めるLPC符号変換手段、

第1の音声符号化方式におけるピッチラグ符号と第2の音声符号化方式におけるピッチラグ符号との相違を考慮した変換処理により、前記第1のピッチラグ符号を第2のピッチラグ符号に変換するピッチラグ変換手段、

第1の音声符号化方式における雑音符号と第2の音声符号化方式における雑音符号との相違を考慮した変換処理により、前記第1の雑音符号を第2の雑音符号に変換する雑音符号変換手段、

前記第1の適応符号帳ゲイン符号を第1の音声符号化方式のゲイン逆量子化方法により逆量子化して得られる逆量子化値と、前記第1の雑音符号帳ゲイン符号を第1の音声符号化方式のゲイン逆量子化方法により逆量子化して得られる逆量子化値をまとめて、第2の音声符号化方式のゲイン量子化方法により量子化して前記第2のゲイン符号を発生するゲイン符号変換手段、

を有することを特徴とする音声符号変換装置。

【請求項6】 前記LPC符号変換手段は、

前記第1のLPC符号の逆量子化値と前記求まった第2のLPC符号の逆量子化値との間の第1の距離を演算する第1演算部、

現フレームの第2のLPC符号の逆量子化値と前フレームの第2のLPC符号の逆量子化値を用いて中間の第2のLPC符号の逆量子化値を補間する補間部、

中間の第1のLPC符号の逆量子化値と前記補間により求まる中間の第2のLPC符号の逆量子化値との間の第2の距離を演算する第2演算部、

第1、第2の距離の和が最小となるように、前記LPC係数の逆量子化値を第2のLPC符号に符号化する符号部、

を備えたことを特徴とする請求項2又は請求項5記載の音声符号変換装置。

【請求項7】 第1、第2の距離に重み付けする重み付け手段を備え、

前記符号部は、重き付けされた第1、第2の距離の和が最小となるように、前記LPC係数の逆量子化値を第2のLPC符号に符号化する、

ことを特徴とする請求項6記載の音声符号変換装置。

【請求項8】 前記LPC符号変換手段は、

LPC係数をn次のベクトルで表現し、n次のベクトルを複数の小ベクトルに分割した時、小ベクトル毎に前記第1、第2の距離の和が小さい複数の符号候補を算出する符号候補算出手段、

各小ベクトルの複数の符号候補の中から1つづつ符号を選んでLPC係数逆量子化値のn次のLPC符号とするとき、前記第1、第2の距離の和が最小となるn次のLPC符号を決定し、該LPC符号を前記第2の符号とするLPC符号決定手段、

を備えたことを特徴とする請求項6又は請求項7記載の音声符号変換装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は音声符号変換装置に係わり、特に、第1の音声符号化方式により符号化して得られる音声符号を入力され、該音声符号を第2の音声符号化方式の音声符号に変換して出力する音声符号変換装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

近年、携帯電話の加入者が爆発的に増加しており、今後も利用者数が増加することが予想されている。また、インターネットを使った音声通信(Voice over IP

;VoIP)は、企業内ネットワーク(インターネット)や長距離電話サービスなどの分野で普及しつつある。携帯電話やVoIPなどの音声通信システムでは、通信回線を有効利用するために音声を圧縮する音声符号化技術が用いられている。携帯電話では国によってあるいはシステムによって異なる音声符号化技術が用いられており、特に次世代の携帯電話システムとして期待されているW-CDMAでは、世界共通の音声符号化方式としてAMR(Adaptive Multi-Rate;適応マルチレート)方式が採用されている。一方、VoIPでは音声符号化方式としてITU-T勧告G.729A方式が広く用いられている。AMR、G.729A方式は共にCELP(Code Excited Linear Prediction;符号駆動線形予測符号化)と呼ばれる基本アルゴリズムを用いている。以下ではG.729A方式を例にしてCELPの動作原理を説明する。

## 【0003】

## ・CELPの動作原理

CELPは、人間の声道特性を表す線形予測係数(LPC係数)、音声のピッチ成分と雑音成分とからなる音源信号を表わすパラメータを効率良く伝送することを特徴とする。すなわち、CELPでは人間の声道を次式

## 【数1】

$$H(z) = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^p a_i z^{-i}} \quad (1)$$

で表されるLPC合成フィルタ $H(z)$ で近似し、 $H(z)$ への入力(音源信号)が、(1)音声の周期性を表すピッチ周期成分と、(2)ランダム性を表す雑音成分とに分離できることを仮定する。CELPは、入力音声信号をそのまま復号器側へ伝送するのではなく、LPC合成フィルタのフィルタ係数及び励起信号のピッチ周期成分と雑音成分を抽出し、これらを量子化して得られる量子化インデックスを伝送することにより、高い情報圧縮を実現している。

## 【0004】

## ・符号器の構成及び動作

図20はITU-T勧告G.729A方式の符号器の構成図である。図20において、1フレーム当たり所定サンプル数(=N)の入力信号(音声信号)Xがフレーム単位

でLPC分析部1に入力する。サンプリング速度を8kHz、1フレーム期間を10msecとすれば、1フレームは80サンプルである。LPC分析部1は、人間の声道を式(1)で表される全極型フィルタと見なし、このフィルタの係数 $\alpha_i (i=1, \dots, p)$ を求める。ここで、Pはフィルタ次数である。一般に、電話帯域音声の場合はPとして10～12の値が用いられる。LPC(線形予測)分析部1では、入力信号と先読み分の40サンプル及び過去の信号120サンプルの合計240サンプルを用いてLPC分析を行いLPC係数を求める。

#### 【0005】

パラメータ変換部2はLPC係数をLSP(線スペクトル対)パラメータに変換する。ここで、LSPパラメータは、LPC係数と相互に変換が可能な周波数領域のパラメータであり、量子化特性がLPC係数よりも優れていることから量子化はLSPの領域で行われる。LSP量子化部3は変換されたLSPパラメータを量子化してLSP符号とLSP逆量子化値を求める。LSP補間部4は、現フレームで求めたLSP逆量子化値と前フレームで求めたLSP逆量子化値によりLSP補間値を求める。すなわち、1フレームは5msecの第1、第2の2つのサブフレームに分割され、LPC分析部1は第2サブフレームのLPC係数を決定するが、第1サブフレームのLPC係数は決定しない。そこで、LSP補間部4は、現フレームで求めたLSP逆量子化値と前フレームで求めたLSP逆量子化値を用いて補間演算により第1サブフレームのLSP逆量子化値を予測する。

#### 【0006】

パラメータ逆変換部5はLSP逆量子化値とLSP補間値をそれぞれLPC係数に変換してLPC合成フィルタ6に設定する。この場合、LPC合成フィルタ6のフィルタ係数として、フレームの第1サブフレームではLSP補間値から変換されたLPC係数が用いられ、第2サブフレームではLSP逆量子化値から変換したLPC係数が用られる。

LSPパラメータ $lsp_i (i=1, \dots, p)$ はLSP量子化部3でスカラー量子化やベクトル量子化などにより量子化された後、量子化インデックス(LSP符号)が復号器側へ伝送される。図21は量子化方法説明図であり、量子化テーブル3aにはインデックス番号1～nに対応させて多数の量子化LSPパラメータの組が記憶されてい

る。距離演算部3bは次式

$$d = W \cdot \sum_i \{ lsp_q(i) - lsp(i) \}^2 \quad (i=1 \sim p)$$

により距離を演算する。そして、qを1～nまで変化させた時、最小距離インデックス検出部3cは距離dが最小となるqを求め、インデックスqをLSP符号として復号器側へ伝送する。Wは重み付け係数である。

#### 【0007】

次に音源とゲインの探索処理を行なう。音源とゲインはサブフレーム単位で処理を行う。CELPでは音源信号をピッチ周期成分と雑音成分の2つに分け、ピッチ周期成分の量子化には過去の音源信号系列を格納した適応符号帳7を用い、雑音成分の量子化には代数符号帳や雑音符号帳などを用いる。以下では、音源符号帳として適応符号帳7と代数符号帳8の2つを使用する典型的なCELP型の音声符号化方式について説明する。

適応符号帳7は、インデックス1～Lに対応して順次1ピッチ（1サンプル）遅延したNサンプル分の音源信号（周期性信号という）を出力するようになっている。図22は1サブフレーム40サンプル(N=40)とした場合の適応符号帳7の構成図であり、最新の(L+39)サンプルのピッチ周期成分を記憶するバッファBFで構成され、インデックス1により1～40サンプルよりなる周期性信号が特定され、インデックス2により2～41サンプルよりなる周期性信号が特定され、…インデックスLによりL～L+39サンプルよりなる周期性信号が特定される。初期状態では適応符号帳7の中身は全ての振幅が0の信号が入っており、毎サブフレーム毎に時間的に一番古い信号をサブフレーム長だけ捨て、現サブフレームで求めた音源信号を適応符号帳7に格納するように動作する。

#### 【0008】

適応符号帳探索は、過去の音源信号を格納している適応符号帳7を用いて音源信号の周期性成分を同定する。すなわち、適応符号帳7から読み出す開始点を1サンプルづつ変えながら適応符号帳7内の過去の音源信号をサブフレーム長(=40サンプル)だけ取り出し、LPC合成フィルタ6に入力してピッチ合成信号 $\beta A P_L$ を作成する。ただし、 $P_L$ は適応符号帳7から取り出された遅れLに相当する過去の周期性信号(適応符号ベクトル)、AはLPC合成フィルタ6のインパルス応答

、 $\beta$ は適応符号帳ゲインである。

## 【0009】

演算部9は入力音声XとAP<sub>L</sub>の誤差電力E<sub>L</sub>を次式

$$E_L = |X - \beta AP_L|^2 \quad (2)$$

により求める。

適応符号帳出力の重み付き合成出力をAP<sub>L</sub>とし、AP<sub>L</sub>の自己相関をR<sub>pp</sub>、AP<sub>L</sub>と入力信号Xの相互相関をR<sub>xp</sub>とすると、式(2)の誤差電力が最小となるピッチラグL<sub>opt</sub>における適応符号ベクトルP<sub>L</sub>は、次式で

## 【数2】

$$\begin{aligned} P_L &= \operatorname{argmax} \left( \frac{R_{xp}^2}{R_{pp}} \right) \\ &= \operatorname{argmax} \left( \frac{(X^T AP_L)^2}{(AP_L)^T (AP_L)} \right) \end{aligned} \quad (3)$$

表される。すなわち、ピッチ合成信号AP<sub>L</sub>と入力信号Xとの相互相関R<sub>xp</sub>をピッチ合成信号の自己相関R<sub>pp</sub>で正規化した値が最も大きくなる読み出し開始点を最適な開始点とする。以上より、誤差電力評価部10は(3)式を満足するピッチラグL<sub>opt</sub>を求める。このとき、最適ピッチゲイン $\beta_{opt}$ は次式

$$\beta_{opt} = R_{xp} / R_{pp} \quad (4)$$

で与えられる。

## 【0010】

次に代数符号帳8を用いて音源信号に含まれる雑音成分を量子化する。代数符号帳8は、振幅が1又は-1の複数のパルスから構成される。例として、フレーム長が40サンプルの場合のパルス位置を図23に示す。代数符号帳8は、1フレームを構成するN(=40)サンプル点を複数のパルス系統グループ1~4に分割し、各パルス系統グループから1つのサンプル点を取り出してなる全組み合わせについて、各サンプル点で+1あるいは-1のパルスを有するパルス性信号を雑音成分として順次出力する。この例では、基本的に1フレームあたり4本のパルスが配置される。図24は各パルス系統グループ1~4に割り当てたサンプル点の説明図であり、

(1) パルス系統グループ1には8個のサンプル点 0, 5, 10, 15, 20, 25, 30, 35が割り当てられ、

(2) パルス系統グループ2には8個のサンプル点 1, 6, 11, 16, 21, 26, 31, 36が割り当てられ、

(3) パルス系統グループ3には8個のサンプル点 2, 7, 12, 17, 22, 27, 32, 37が割り当てられ、

(4) パルス系統グループ4には16個のサンプル点 3, 4, 8, 9, 13, 14, 18, 19, 23, 24, 28, 29, 33, 34, 38, 39が割り当てられている。

#### 【0011】

パルス系統グループ1～3のサンプル点を表現するために3ビット、パルスの正負を表現するのに1 bit、トータル4 bit が必要であり、又、パルス系統グループ4のサンプル点を表現するために4 bit、パルスの正負を表現するのに1 bit、トータル5 bit 必要である。従って、図23のパルス配置を有する雑音符号帳8から出力するパルス性信号を特定するために17bitが必要になり、パルス性信号の種類は  $2^{17}$  ( $= 2^4 \times 2^4 \times 2^4 \times 2^5$ ) 存在する。

図23に示すように各パルス系統のパルス位置は限定されており、代数符号帳探索では各パルス系統のパルス位置の組み合わせの中から、再生領域で入力音声との誤差電力が最も小さくなるパルスの組み合わせを決定する。すなわち、適応符号帳探索で求めた最適ピッチゲイン  $\beta_{opt}$  とし、適応符号帳出力  $P_L$  に該ゲイン  $\beta_{opt}$  を乗算して加算器11に入力する。これと同時に代数符号帳8より順次パルス性信号を加算器に11に入力し、加算器出力をLPC合成フィルタ6に入力して得られる再生信号と入力信号Xとの差が最小となるパルス性信号を特定する。具体的には、まず入力信号Xから適応符号帳探索で求めた最適な適応符号帳出力  $P_L$ 、最適ピッチゲイン  $\beta_{opt}$  から次式により代数符号帳探索のためのターゲットベクトル  $X'$  を生成する。

#### 【0012】

$$X' = X - \beta_{opt} A P_L \quad (5)$$

この例では、パルスの位置と振幅(正負)を前述のように17bitで表現するため、その組合せは2の17乗通り存在する。ここで、k通り目の代数符号出力ベクト

ルを  $C_k$  とすると、代数符号帳探索では次式

$$D = |X' - G_C A C_k|^2 \quad (6)$$

の評価関数誤差電力  $D$  を最小とする符号ベクトル  $C_k$  を求める。 $G_C$  は代数符号帳ゲインである。式(6)を最小化することは、次式

【数3】

$$D' = \frac{(X'^T A C_k)^2}{(A C_k)^T (A C_k)} \quad (7)$$

を最大とする  $C_k$ 、すなわち  $k$  を探すことと等価である。以上より、誤差電力評価部10は代数符号帳の探索において、代数合成信号  $A C_k$  とターゲット信号  $X'$  の相互相関を代数合成信号  $A C_k$  の自己相関で正規化した値が最も大きくなるパルス位置と極性の組み合わせを特定する  $k$  を探索する。

【0013】

次にゲイン量子化について説明する。G.729A方式では代数符号帳ゲインは直接には量子化されず、適応符号帳ゲイン  $G_a$  ( $= \beta_{opt}$ ) と代数符号帳ゲイン  $G_c$  の補正係数  $\gamma$  をベクトル量子化する。ここで、代数符号帳ゲイン  $G_C$  と補正係数  $\gamma$  との間には

$$G_C = g' \times \gamma$$

なる関係がある。 $g'$  は過去の4サブフレームの対数利得から予測される現フレームの利得である。ゲイン量子化器12の図示しないゲイン量子化テーブル（ゲイン符号帳）には、適応符号帳ゲイン  $G_a$  と代数符号帳ゲインに対する補正係数  $\gamma$  の組み合わせが128通り ( $= 2^7$ ) 用意されている。ゲイン符号帳の探索方法は、①適応符号帳出力ベクトルと代数符号帳出力ベクトルに対して、ゲイン量子化テーブルの中から1組のテーブル値を取り出してゲイン可変部13、14に設定し、②ゲイン可変部13、14でそれぞれのベクトルにゲイン  $G_a$ 、 $G_c$  を乗じてLP合成フィルタ6に入力し、③誤差電力評価部10において入力信号  $X$  との誤差電力が最も小さくなる組み合わせを選択する、ことにより行なう。

【0014】

以上より、出力情報選択部15は、①LSPの量子化インデックスであるLSP符号

、②ピッチラグ符号Lopt、(3) 代数符号帳インデックスである代数符号、(4) ゲインの量子化インデックスであるゲイン符号を多重して回線データを作成し、復号器に伝送する。

以上説明した通り、CELP方式は音声の生成過程をモデル化し、そのモデルの特徴パラメータを量子化して伝送することにより、音声を効率良く圧縮することができる。

#### 【0015】

##### ・復号器の構成及び動作

図25にG.729A方式の復号器のブロック図である。符号器側から送られてきた回線データが回線復号部21へ入力されてLSP符号、ピッチラグ符号、代数符号、ゲイン符号が出力される。復号器ではこれらの符号に基づいて音声データを復号する。復号器の動作については、復号器の機能が符号器に含まれているため一部重複するが、以下で簡単に説明する。

LSP逆量子化部22はLSP符号が入力すると逆量子化し、LSP逆量子化値を出力する。LSP補間部23は現フレームの第2サブフレームにおけるLSP逆量子化値と前フレームの第2サブフレームのLSP逆量子化値から現フレームの第1サブフレームのLSP逆量子化値を補間演算する。次に、パラメータ逆変換部24はLSP補間値とLSP逆量子化値をそれぞれLPC合成フィルタ係数へ変換する。G.729A方式のLPC合成フィルタ25は、最初の第1サブフレームではLSP補間値から変化されたLPC係数を用い、次の第2サブフレームではLSP逆量子化値から変換されたLPC係数を用いる。

#### 【0016】

適応符号帳26はピッチラグ符号が指示する読み出し開始位置からサブフレーム長(=40サンプル)のピッチ信号を出力し、雑音符号帳27は代数符号に対応するの読み出し位置からパルス位置とパルスの極性を出力する。また、ゲイン逆量子化部28は入力されたゲイン符号より適応符号帳ゲイン逆量子化値と代数符号帳ゲイン逆量子化値を算出してゲイン可変部29、30に設定する。加算部31は適応符号帳出力に適応符号帳ゲイン逆量子化値を乗じて得られる信号と、代数符号帳出力に代数符号帳ゲイン逆量子化値を乗じて得られる信号とを加え合わせて

音源信号を作成し、この音源信号をLPC合成フィルタ25に入力する。これにより、LPC合成フィルタ25から再生音声を得ることができる。

尚、初期状態では復号器側の適応符号帳26の内容は全て振幅0の信号が入っており、サブフレーム毎に時間的に一番古い信号をサブフレーム帳だけ捨て、一方、現サブフレームで求めた音源信号を適応符号帳26に格納するように動作する。つまり、符号器と復号器の適応符号帳26は常に最新の同じ状態になるよう維持される。

#### 【0017】

##### ・G729A方式とAMR方式における符号化方法の相違

次に、G729A音声符号化方式とAMR音声符号化方式の違いについて説明する。図26はG.729A方式とAMRの主要諸元を比較した結果である。なお、AMRの符号化モードは全部で8種類あるが図26の諸元は全ての符号化モードで共通である。G729A方式とAMR方式は、入力信号の標本化周波数(=8kHz)、サブフレーム長(=5msec)、線形予測次数(=10次)は同じであるが、図27に示すようにフレーム長が異なり、1フレーム当たりのサブフレーム数が異なっている。G.729A方式では1フレームは2つの第0～第1サブフレームで構成され、AMR方式では1フレームは4つの第0～第3サブフレームで構成されている。

#### 【0018】

図28はG.729A方式とAMR方式におけるビット割り当ての比較結果を示すもので、AMR方式についてはG.729のビットレートに最も近い7.95kbit/sモードの場合を示した。図28から明らかなように、1サブフレーム当たりの代数符号帳のビット数(=17ビット)は同じであるが、その他の符号に必要なビット数の配分は全て異なっている。また、G.729A方式では適応符号帳ゲインと代数符号帳ゲインをまとめてベクトル量子化するため、ゲイン符号は1サブフレームにつき1種類であるが、AMR方式では1サブフレームにつき適応符号帳ゲインと代数符号帳ゲインの2種類が必要である。

以上説明した通り、インターネットで音声を通信するVoIPで広く用いられているG.729A方式と次世代携帯電話システムで採用されたAMR方式とでは、基本アルゴリズムが共通であるが、フレーム長が異なり、しかも、符号を表現するビット

数が異なっている。

## 【0019】

## 【発明が解決しようとする課題】

インターネットと携帯電話の普及に伴い、インターネットユーザと携帯電話網のユーザによる音声通話の通信量が今後ますます増えてくると考えられる。図29はかかる場合におけるネットワークとユーザの関係を示す概念図である。ネットワーク（例えばインターネット）51のユーザAが、ネットワーク（例えば携帯電話網）53のユーザBと音声通信をする場合、ネットワーク51の音声通信で用いられる第1の符号化方式とネットワーク53の音声通信で用いられる第2の符号化方式が異なる場合、ユーザ間で通信をすることはできない。

そこで、図29に示すように音声符号変換部55をネットワーク間に設け、音声符号変換部55において一方のネットワークで符号化された音声符号を他方のネットワークで用いられる符号化方式の音声符号に変換する。

## 【0020】

図30は音声符号変換を用いた従来技術の例である。ユーザAが端末52に対して入力した音声をユーザBの端末54に伝える場合のみを考える。ここで、ユーザAの持つ端末52は符号化方式1の符号器52aのみを持ち、ユーザBの持つ端末54は符号化方式2の復号器54aのみを持つこととする。

送信側のユーザAが発した音声は、端末52に組み込まれた符号化方式1の符号器52aへ入力する。符号器52aは入力した音声信号を符号化方式1の音声符号に符号化して伝送路51'に送出する。音声符号変換部55の復号器55aは、伝送路51'を介して符号化方式1の音声符号が入力すると、符号化方式1の音声符号から一旦再生音声を復号する。続いて、音声符号変換部55の符号器55bは再生音声信号を符号化方式2の音声符号に変換して伝送路53'に送出する。この符号化方式2の音声符号は伝送路53'を通して端末54に入力する。復号器54aは符号化方式2の音声符号が入力すると、符号化方式2の音声符号から再生音声を復号する。これにより、受信側のユーザBは再生音声を聞くことができる。以上のように一度符号化された音声を復号し、復号された音声を再度符号化する処理をタンデム接続と呼ぶ。

## 【0021】

一度符号化処理により情報圧縮された音声(再生音声)は、元の音声(原音)に比べて音声の情報量が減っており、再生音声の音質は原音よりも悪い。特に、G.729A方式やAMR方式に代表される近年の低ビットレート音声符号化方式では、高压縮率を実現するために入力音声に含まれる多くの情報を捨てて符号化しており、符号化と復号を繰り返すタンデム接続を行うと、再生音声の品質が著しく劣化するという問題があった。

また、タンデム処理には遅延の問題がある。電話のような双方向通信では、100ミリ秒以上の遅延があると該遅延が話者に認識され、会話に支障をきたすことが知られている。フレーム処理を行う音声符号化方式において実時間処理ができたとしても基本的にフレーム長の4倍の遅延が避けられないことが知られている。例えば、AMR方式のフレーム長は20ミリ秒であるから、遅延は最低でも80ミリ秒となる。従来の音声符号変換方法では、G.729A方式とAMR方式のタンデム接続が必要となり、その際の遅延は160ミリ秒以上になってしまい、通話の際に遅延が話者に認識され、会話に支障をきたすという問題があった。

## 【0022】

以上説明した通り、異なる音声符号化方式を採用するネットワーク間で音声通信を行うため、従来は圧縮された音声符号を一旦音声に復号し、再び音声符号化をするタンデム処理を行うため、再生音声の品質が著しく劣化するという問題と、遅延により会話に支障をきたすという問題があった。

以上より、本発明の目的は音声符号を第1の音声符号化方式から第2の音声符号化方式に変換しても、再生音声の品質が劣化しないようにすることである。

本発明の別の目的は、音声符号を第1の音声符号化方式から第2の音声符号化方式に変換しても、音声の遅延を小さくでき、良好な会話を行なえるようにすることである。

## 【0023】

## 【課題を解決するための手段】

本発明の音声符号変換装置は、第1の音声符号化方式により符号化して得られる音声符号を入力され、該音声符号を第2の音声符号化方式の音声符号に変換し

て出力するもので、(1) 第1の音声符号化方式による音声符号より、音声信号を再現するために必要な複数の成分の符号を分離する符号分離手段、(2) 各成分の符号をそれぞれ逆量子化して逆量子化値を出力する逆量子化部、(3) 前記各逆量子化部から出力する逆量子化値を第2の音声符号化方式により量子化して符号を発生する量子化部、(4) 各量子化部から出力する符号を多重して第2の音声符号化方式による音声符号を出力する手段、を備えている。本発明の音声符号変換装置によれば、第1の音声符号化方式による音声符号を逆量子化し、逆量子化値を第2の音声符号化方式により量子化して符号化するため、音声符号変換の過程で再生音声を出力する必要がない。このため、最終的に再生される音声の品質劣化を抑えることができ、しかも、処理時間を短縮して信号遅延を小さくすることができる。

#### 【0024】

##### 【発明の実施の形態】

###### (A) 本発明の原理

図1は本発明の音声符号変換装置の原理図である。音声符号変換装置は第1の音声符号化方式(符号化方式1)により符号化した音声符号を入力され、該音声符号を第2の音声符号化方式(符号化方式2)の音声符号に変換して出力する。

端末61に組み込まれた符号化方式1の符号器61aはユーザAが発した音声信号を符号化方式1の音声符号に符号化して伝送路71に送出する。音声符号変換部80は伝送路71より入力した符号化方式1の音声符号を符号化方式2の音声符号に変換して伝送路72に送出し、端末91の復号器91aは、伝送路72を介して入力する符号化方式2の音声符号から再生音声を復号し、ユーザBはこの再生音声を聞くことができる。

#### 【0025】

符号化方式1は、①フレーム毎の線形予測分析により得られる線形予測係数(LPC計数)又は該LPC係数から求まるLSPパラメータを量子化することにより得られる第1のLPC符号と、②周期性音源信号を出力するための適応符号帳の出力信号を特定する第1のピッチラグ符号と、③雑音性音源信号を出力するための雑音符号帳の出力信号を特定する第1の雑音符号と、④前記適応符号帳の出力信号の

振幅を表す適応符号帳ゲインと前記雑音符号帳の出力信号の振幅を表す雑音符号帳ゲインとを量子化して得られる第1のゲイン符号とで音声信号を符号化する方式である。又、符号化方式2は、第1の音声符号化方式と異なる量子化方法により量子化して得られる①第2のLPC符号、②第2のピッチラグ符号、③第2の雑音符号、④第2のゲイン符号とで音声信号を符号化する方式である。

## 【0026】

音声符号化部80は、符号分離部81、LSP符号変換部82、ピッチラグ符号変換部83、代数符号変換部84、ゲイン符号変換部85、符号多重化部86を有している。符号分離部81は、端末61の符号器61aから伝送路71を介して入力する符号化方式1による音声符号より、音声信号を再現するために必要な複数の成分の符号、すなわち、①LSP符号、②ピッチラグ符号、③代数符号、④ゲイン符号に分離し、それぞれを各符号変換部82～85に入力する。各符号変換部82～85は入力された音声符号化方式1によるLSP符号、ピッチラグ符号、代数符号、ゲイン符号をそれぞれ音声符号化方式2によるLSP符号、ピッチラグ符号、代数符号、ゲイン符号に変換し、符号多重化部86は変換された音声符号化方式2の各符号を多重化して伝送路72に送出する。

## 【0027】

図2は各符号変換部82～85の構成を明示した音声符号変換部の構成図であり、図1と同一部分には同一符号を付している。回線データ分離部81は伝送路より入力端子#1を介してに入力する回線データ（符号化方式1による音声符号）より、LSP符号1、ピッチラグ符号1、代数符号1、ゲイン符号1を分離し、それぞれ符号変換部82～85に入力する。

LSP符号変換部82のLSP逆量子化器82aは、符号化方式1のLSP符号1を逆量子化してLSP逆量子化値を出力し、LSP量子化器82bは該LSP逆量子化値を符号化方式2により量子化してLSP符号2を出力する。ピッチラグ符号変換部83のピッチラグ逆量子化器83aは、符号化方式1のピッチラグ符号1を逆量子化してピッチラグ逆量子化値を出力し、ピッチラグ量子化器83bは該ピッチラグ逆量子化値を符号化方式2により量子化してピッチラグ符号2を出力する。代数符号変換部84の代数符号逆量子化器84aは、符号化方式1の代数符号1を逆

量子化して代数符号逆量子化値を出力し、代数符号量子化器84bは該代数符号逆量子化値を符号化方式2により量子化して代数符号2を出力する。ゲイン符号変換部85のゲイン逆量子化器85aは、符号化方式1のゲイン符号1を逆量子化してゲイン逆量子化値を出力し、ゲイン量子化器85bは該ゲイン逆量子化値を符号化方式2により量子化してゲイン符号2を出力する。

#### 【0028】

回線データ多重化部86は、各量子化器82b～85bから出力するLSP符号2、ピッチラグ符号2、代数符号2、ゲイン符号2を多重して回線データ（符号化方式2による音声符号）を作成して出力端子#2より伝送路に送出する。

従来は、符号化方式1で符号化された音声符号を一旦音声に復号して得られた再生音声を入力とし、再度符号化と復号を行っていた。このため、再度の符号化（つまり音声情報圧縮）によって原音に比べて遙かに情報量が少なくなっている再生音声から音声のパラメータ抽出を行うため、それによって得られる音声符号は必ずしも最適なものではなかった。これに対し、本発明の音声符号化装置によれば、符号化方式1の音声符号を逆量子化及び量子化の過程を介して符号化方式2の音声符号に変換するため、従来のタンデム接続に比べて格段に劣化の少ない音声符号変換が可能となる。また、音声符号変換のために一度も音声に復号する必要がないので、従来のタンデム接続で問題となっていた遅延も少なくて済むという利点がある。

#### 【0029】

##### （B）第1実施例

図3は本発明の第1実施例の音声符号変換部の構成図であり、図2の原理図と同一部分には同一符号を付している。図2の原理図と異なる点は、バッファ87を設けた点、及び、ゲイン符号変換部85のゲイン量子化器を適応符号帳ゲイン量子化器85b<sub>1</sub>と雑音符号帳ゲイン量子化器85b<sub>2</sub>で構成している点である。又、図3の第1実施例において、符号化方式1としてG.729A符号化方式を用い、符号化方式2としてAMR符号化方式を用いるものとする。又、AMR符号化方式には8つの符号化モードが存在するが、第1実施例では伝送レート7.95kbit/sの符号化モードを用いるものとする。

## 【0030】

図3において、G.729A方式の符号器（図示せず）から伝送路を介して第nフレーム目の回線データbst1(n)が端子#1に入力する。ここでG.729A符号化方式のピットレートは8kbit/sであるから、回線データbst1(n)は80ビットのビット系列で表される。回線データ分離部81は、回線データbst1(n)からLSP符号I\_LSP1(n)、ピッチラグ符号I\_LAG1(n,j)、代数符号I\_CODE1(n,j)、ゲイン符号I\_GAIN1(n,j)を分離して各変換部82～85に入力する。ここで、添字jはフレームを構成する第0、第1のサブフレームの番号を表し、0, 1の値をとる。

## 【0031】

## (a) LSP符号変換部

まず、LSP符号変換部82の動作について説明する。

図4はG.729A符号化方式とAMR符号化方式におけるフレームとLSP量子化の関係を示す。図4(a)に示すようにG.729A方式のフレーム長は10 msecであり、10 msecに1回だけ第1サブフレームの入力音声信号から求めたLSPパラメータを量子化する。これに対し、AMR方式のフレーム長は20 msecであり、20 msecに1回だけ第3サブフレームの入力信号からLSPパラメータを量子化する。つまり、同じ20 msecを単位として考えると、G.729A方式は2回のLSP量子化を行うのに対してAMR方式は1回しか量子化を行わない。このため、G.729A方式の連続する2つのフレームのLSP符号そのままではAMR方式のLSP符号に変換することはできない。

## 【0032】

そこで、第1実施例では、奇数フレームのLSP符号のみをAMR方式のLPS符号に変換し、偶数フレームのLSP符号は変換しない構成とした。ただし、偶数フレームのLPS符号をAMR方式のLPS符号に変換して、奇数フレームのLSP符号を変換しないようにすることもできる。又、G.729A方式のLSP逆量子化器82aは以下で説明するようにフレーム間予測を用いるので、状態更新は毎フレーム行われる。

LSP逆量子化器82aは奇数フレームのLSP符号I\_LSP1(n+1)が入力すると該符号を逆量子化してLSP逆量子化値lsp(i),(i=1,...,10)を出力する。ここで、LPS逆量子化器82aはG.729A符号化方式の復号器において用いられる逆量子化器と同じ動作をする。

次に、LSP量子化器82bはLSP逆量子化値 $l_{\text{sp}}(i)$ が入力するとAMR符号化方式に従って量子化してLSP符号 $I_{\text{LSP2}}(m)$ を求める。ここで、LSP量子化器82bはAMR方式の符号器において用いられる量子化器と必ずしもまったく同じものである必要はないが、少なくともLSP量子化テーブルはAMR方式の量子化テーブルと同一のテーブルを用いるものとする。

## 【0033】

## ・LSP逆量子化器におけるLSP逆量子化方法

LSP逆量子化器82aにおけるG.729A方式のLSP逆量子化方法をG.729に沿って説明する。第nフレームのLSP符号 $I_{\text{LSP1}}(n)$ が入力すると、LSP逆量子化器82aはLSP符号 $I_{\text{LSP1}}(n)$ を4つの符号 $L_0, L_1, L_2, L_3$ に分割する。ここで、符号 $L_1$ は第1のLSP符号帳CB1の要素番号（インデックス番号）を表し、符号 $L_2, L_3$ はそれぞれ第2、第3のLSP符号帳CB2、CB3の要素番号を表す。第1のLSP符号帳CB1は10次元のベクトルを128組持ち、第2、第3のLSP符号帳CB2、CB3は共に5次元ベクトルを32組持つ。符号 $L_0$ は後述する2種類のMA予測係数のうちどちらを使うかを表す。

## 【0034】

ついで、第nフレーム目の残差ベクトル $l_i^{(n)}$ を次式

## 【数4】

$$l_i^{(n)} = \begin{cases} CB1(L_1, i) + CB2(L_2, i) & (i = 1, \dots, 5) \\ CB1(L_1, i) + CB3(L_3, i - 5) & (i = 6, \dots, 10) \end{cases} \quad (8)$$

により求める。同様にして第(n+1)フレーム目の残差ベクトル $l_i^{(n+1)}$ を求めることができる。第(n+1)フレーム目の残差ベクトル $l_i^{(n+1)}$ と過去4フレームで求めた残差ベクトル $l_i^{(n+1-k)}$ から次式

## 【数5】

$$\omega(i) = (1 - \sum_{k=1}^4 p(i, k))l_i^{(n+1)} + \sum_{k=1}^4 p(i, k)l_i^{(n+1-k)}, \quad (i = 1, \dots, 10) \quad (9)$$

によりLSF係数 $\omega(i)$ を求める。 $p(i, k)$ は2種類のMA予測係数のうち符号 $L_0$ によ

り指定された方の係数を表す。なお、第nフレーム目については、残差ベクトルからLSF係数を求めていないが、その理由は第nフレームはLSP量子化部で量子化されないためである。ただし、残差ベクトル $l_i^{(n)}$ は状態更新のために必要である。ついで、LSP逆量子化器82aは次式

$$l_{sp}(i) = \cos(\omega(i)) \quad (i=1, \dots, 10) \quad (10)$$

を用いてLSF係数 $\omega(i)$ からLSP逆量子化値 $l_{sp}(i)$ を求める。

### 【0035】

#### ・LSP量子化器におけるLSP量子化方法

LSP量子化器82bにおけるLSP量子化方法の詳細を説明する。AMR符号化方式では12.2kbit/sモードを除く他の7つのモードでは共通のLSP量子化方法を用いており、LSP符号帳のサイズのみが異なる。ここでは7.95kbit/sモードにおけるLSP量子化方法を説明する。

(10)式によりLSP逆量子化値 $l_{sp}(i)$ が求まればLSP量子化器82bは次式

$$r(i)^{(m)} = l_{sp}(i) - q(i)^{(m)} \quad (11)$$

により、LSP逆量子化値 $l_{sp}(i)$ から予測ベクトル $q(i)^{(m)}$ を差し引いて残差ベクトル $r(i)^{(m)}$ を求める。ここで、mは現フレーム番号を表す。

予測ベクトル $q(i)^{(m)}$ は1フレーム前の量子化された残差ベクトル $r(i)^{(m-1)}$ とMA予測係数 $a(i)$ を用いて次式

### 【数6】

$$q(i)^{(m)} = a(i) \hat{r}(i)^{(m-1)} \quad (12)$$

により求まる。AMR符号化方式では10次元の残差ベクトル $r(i)^{(m)}$ をそれぞれ $r_1(i)$ ( $i=1, 2, 3$ )、 $r_2(i)$ ( $i=4, 5, 6$ )、 $r_3(i)$ ( $i=7, 8, 9, 10$ )の3つの小ベクトルに分割し、それを9ビットでベクトル量子化する。

### 【0036】

ベクトル量子化はいわゆるパターンマッチング処理であり、LSP量子化器82bは予め用意された符号帳(各小ベクトルと同じ次元長の符号帳)CB1～CB3の中から、各小ベクトルとの重み付きユークリッド距離が最小となる符号帳ベク

トルを最適な符号ベクトルとして選択する。そして、該最適な符号帳ベクトルが各符号帳CB1～CB3の何番目の要素であるかを表す番号（インデックス）をI<sub>1</sub>, I<sub>2</sub>, I<sub>3</sub>とすれば、これらインデックスI<sub>1</sub>, I<sub>2</sub>, I<sub>3</sub>を合成してなるLSP符号I\_LSP2(m)を出力する。各符号帳CB1～CB3のサイズは全て9ビット(512組)であるから各インデックスI<sub>1</sub>, I<sub>2</sub>, I<sub>3</sub>の語長も9ビットとなり、LSP符号I\_LSP2(m)は総計27ビットの語長を持つ。

## 【0037】

図5はLSP量子化器82bの構成図であり、残差ベクトル算出部82b<sub>1</sub>は(11)式により10次元の残差ベクトル

$$r(i) = r_1(i) (i=1,2,3), r_2(i) (i=4,5,6), r_3(i) (i=7,8,9,10)$$

を出力する。最適符号帳ベクトル決定部82b<sub>2</sub>～82b<sub>4</sub>は、それぞれ小ベクトルr<sub>1</sub>(i)(i=1,2,3)、r<sub>2</sub>(i)(i=4,5,6)、r<sub>3</sub>(i)(i=7,8,9,10)との重み付きユークリッド距離が最小となる最適符号帳ベクトルの番号I<sub>1</sub>, I<sub>2</sub>, I<sub>3</sub>を出力する。

最適符号帳ベクトル決定部82b<sub>2</sub>の低域用のLPS符号帳CB1にはインデックス1～512に対応させて512組の3次元の低域用のLSPベクトルr(j,1), r(j,2), r(j,3)(j=1～512)が記憶されている。距離演算部DSCは次式

$$d = \sum_i \{r(j,i) - r_1(i)\}^2 \quad (i=1 \sim 3)$$

により距離を演算する。そして、jを1～512まで変化させた時、最小距離インデックス検出部MDIは距離dが最小となるjを求め、インデックスjを低域用のLSP符号I<sub>1</sub>として出力する。

最適符号帳ベクトル決定部82b<sub>3</sub>～82b<sub>4</sub>は図示しないが、中域用のLPS符号帳CB2、高域用のLPS符号帳CB3を用いて最適符号帳ベクトル決定部82b<sub>2</sub>と同様にインデックスI<sub>2</sub>, I<sub>3</sub>を出力する。

## 【0038】

## (b) ピッチラグ符号変換部

次に、ピッチラグ符号変換部83について説明する。

前述したとおり(図26参照)、G.729A符号化方式はフレーム長が10msecであるのに対して、AMR符号化方式のフレーム長は20msecである。このため、ピッチラグ符号を変換するにはG.729A方式の2フレームのピッチラグ符号をAMR方式の

1フレーム分のピッチラグ符号として変換する必要がある。

G.729A方式の第nフレーム目と第(n+1)フレーム目のピッチラグ符号をAMR方式の第mフレーム目のピッチフラグ符号に変換する場合を考える。ここで、G.729A方式の第nフレームの先頭フレームとAMR方式の第mフレームの先頭フレームの時刻は等しいものとすると、G.729A方式とAMR方式のフレーム、サブフレームの関係は図6(a)に示すようになる。又、G.729A方式とAMR方式の各サブフレームにおけるピッチラグの量子化ビット数は図6(b)に示すようになる(図28参照)。

#### 【0039】

以上より、偶数サブフレームではG.729A方式とAMR方式におけるピッチラグ符号の合成方法は全く同じであり、その量子化ビット数も同じ8ビットである。このことから偶数サブフレームについては、G.729A方式のピッチラグ符号をAMR方式のピッチラグ符号に次式により変換することができる。

$$I_{LAG2}(m,0) = I_{LAG1}(n,0) \quad (13)$$

$$I_{LAG2}(m,2) = I_{LAG1}(n+1,0) \quad (14)$$

また、奇数サブフレームについては、前サブフレームの整数ラグとの差分量子化を行う点で共通であるが、量子化ビット数がAMR方式の方が1ビット多いことから、次式のように変換することができる。

#### 【0040】

$$I_{LAG2}(m,1) = I_{LAG1}(n,1) + 15 \quad (15)$$

$$I_{LAG2}(m,3) = I_{LAG1}(n+1,1) + 15 \quad (16)$$

ここで、式(13),(14)及び式(15),(16)について詳しく説明する。

G.729A方式及びAMR方式では、音声のピッチ周期を2.5msから18msecの間にあると仮定してピッチラグを決定する。ピッチラグを整数とすると符号化の処理が簡単であるが、ピッチ周期が短い場合には、周波数分解能が不足して音質が劣化してしまう。このためG.729A方式及びAMR方式では、サンプル補間フィルタを使用して1/3サンプル精度でピッチラグを決定している。すなわち、適応符号帳にはあたかも実際のサンプリング周期の1/3の周期でサンプリングされた音声信号が記憶されたかのようになる。

以上より、ピッチラグには実際のサンプリング周期を示す整数ラグと1/3サンプリング周期を示す非整数ラグの2種類が存在する。

#### 【0041】

図7はG.729A方式におけるピッチラグとインデックスの関係を示すもので、図7(a)は偶数サブフレームの場合を示し、図7(b)は奇数サブフレームの場合を示している。偶数サブフレームでは、ラグの値が19+1/3~85の範囲において1/3サンプル精度でインデックスを割り当て、85~143の範囲では1サンプルの精度でインデックスを割り当てている。ここで、ラグの整数部分を整数ラグと呼び、非整数部分(分数部分)を非整数ラグと呼ぶ。G.729A方式では偶数サブフレームのピッチラグに8ビット割り当てているので、ピッチラグインデックスは256通りである。例えば、ラグが20+2/3の場合のインデックスは4となり、ラグが142の場合のインデックスは254となる。

#### 【0042】

一方、G.729A方式の奇数サブフレームでは、前サブフレーム(偶数サブフレーム)の整数ラグT<sub>old</sub>と現サブフレームのピッチラグ(整数ラグ、非整数ラグ)の差分を5ビット(32パターン)で量子化する。図7(b)に示すように、奇数サブフレームでは、T<sub>old</sub>を基点とし、T<sub>old</sub>のインデックスを17とする。T<sub>old</sub>よりも5+2/3サンプル小さいラグのインデックスを0とし、T<sub>old</sub>よりも4+2/3サンプル大きいラグのインデックスを31とする。つまり、T<sub>old</sub>-(5+2/3)~T<sub>old</sub>+(4+2/3)の範囲を1/3サンプル間隔で等分して32パターン(5ビット)のインデックスを割り当てている。

#### 【0043】

次に、AMR方式のピッチラグとインデックスの関係について説明する。図8はAMR方式のピッチラグとインデックスの関係説明図である。図8(a)は偶数サブフレームの場合を示し、図8(b)は奇数サブフレームの場合を示す。AMR方式の偶数サブフレームではピッチラグのインデックスに8ビットを割り当てる。ピッチラグは整数ラグと非整数ラグとから構成されており、インデックス番号の割り当て方法はG.729A方式と全く同じである。したがって、偶数サブフレームでは、G.729A方式のピッチラグインデックスを式(13)、(14)によりAMR方式のピッチラグインデ

クスに変換することができる。

一方、AMR方式の奇数サブフレームでは、G.729A方式と同様に前サブフレームの整数ラグ  $T_{old}$  と現サブフレームのピッチラグの差分を量子化するが、量子化ビット数がG.729A方式よりも1ビット多く6ビット(64パターン)で量子化する。図8(b)に示すように、奇数サブフレームでは、 $T_{old}$ を基点とし、 $T_{old}$ のインデックスを32とする。 $T_{old}$ よりも $10+2/3$ サンプル小さいラグのインデックスを0とし、 $T_{old}$ よりも $9+2/3$ サンプル大きいラグのインデックスを63とする。つまり、 $T_{old}-(10+2/3)$ ～ $T_{old}+(9+2/3)$ の範囲を1/3サンプル間隔で等分して64パターン(6ビット)のインデックスを割り当てている。

#### 【0044】

図9は奇数サブフレームにおけるG.729A方式のインデックスをAMR方式のインデックスに変換する場合の対応関係図である。この図から分かるよう同じラグの値であってもG.729A方式とAMR方式とではインデックスが全体的に15ずれている。例えば、ラグの $-(5+2/3)$ はG.729A方式では0番目のインデックスが割り当てられているが、AMR方式では15番目のインデックスが割り当てられている。したがって、奇数サブフレームにおけるG.729A方式のインデックスをAMR方式のインデックスに変換するには、(15)、(16)式に示すようにインデックスの値を15だけ補正する必要がある。

#### 【0045】

##### (c) 代数符号変換

次に、代数符号の変換について説明する。

G.729A方式とAMR方式とではフレーム長が異なるが、サブフレーム長は5ミリ秒(40サンプル)で共通である。すなわち、G.729A方式とAMR方式のフレーム、サブフレームの関係は図6(a)に示すようになる。又、G.729A方式とAMR方式の各サブフレームにおける代数符号の量子化ビット数は図6(c)に示すようになる(図28参照)。更に、両方式の代数符号帳は図23に示す構造を有しており、全く同じ構造となっている。

したがって、G.729A方式の代数符号帳探索の出力結果である4本のパルス位置とパルスの極性情報は、そのままAMR方式の代数符号帳出力結果と一対一で置き

換えることが可能であり、代数符号の変換式は次式となる。

$$I\_CODE2(m,0)=I\_CODE1(n,0) \quad (17)$$

$$I\_CODE2(m,1)=I\_CODE1(n,1) \quad (18)$$

$$I\_CODE2(m,2)=I\_CODE1(n,1+0) \quad (19)$$

$$I\_CODE2(m,3)=I\_CODE1(n+1,1) \quad (20)$$

#### 【0046】

##### (d) ゲイン符号変換

次にゲイン符号の変換について説明する。

まず、ゲイン符号  $I\_GAIN(n,0)$  をゲイン逆量子化器 85a (図3) に入力する。

G.729A方式ではゲインの量子化にベクトル量子化を用いているので、ゲイン逆量子化値としては適応符号帳ゲイン逆量子化値  $G_a$  と、代数符号帳ゲインに対する補正係数の逆量子化値  $\gamma_C$  が求められる。代数符号帳ゲインは、過去4サブフレームの代数符号帳ゲインの対数エネルギーから予測される予測値  $g_C'$  と  $\gamma_C$  とを用いて次式により求められる。

$$G_C = g_C' \quad \gamma_C \quad (21)$$

AMR方式では適応符号帳ゲイン  $G_a$  と代数符号帳ゲイン  $G_C$  を個別に量子化するので、ゲイン符号変換部 85 ではAMRの適応符号長ゲイン量子化器 85b<sub>1</sub> と、代数符号帳ゲイン量子化器 85b<sub>2</sub> とにより個別に量子化を行う。

#### 【0047】

図10は適応符号長ゲイン量子化器 85b<sub>1</sub> と代数符号帳ゲイン量子化器 85b<sub>2</sub> の構成図である。

まず、適応符号帳ゲイン逆量子化値  $G_a$  を適応符号帳ゲイン量子化器 85b<sub>1</sub> に入力してスカラー量子化する。スカラー量子化テーブル SQTa にはAMR方式と同じ16種類(4ビット)の値  $G_a(i)$  ( $i=1 \sim 16$ ) が記憶されている。二乗誤差演算部 ERCA は適応符号帳ゲイン逆量子化値  $G_a$  と各テーブルの値の二乗誤差  $(G_a - G_a(i))^2$  を計算し、インデックス検出部 IXDa は  $i$  を  $1 \sim 16$  まで変えたときの誤差が最も小さくなるテーブル値を最適値として求め、そのインデックスをAMR方式における適応符号帳ゲイン符号  $I\_GAIN2a(m,0)$  として出力する。

次に、雑音符号帳ゲイン逆量子化値  $G_C$  と  $g_C'$  から(21)式で求められる  $\gamma_C$  を代

数符号帳ゲイン量子化器85b<sub>2</sub>に入力してスカラー量子化する。スカラー量子化テーブルSQTcにはAMR方式と同じ32種類(5ビット)の補正係数の値 $\gamma_C(i)$ (i=1~32)が記憶されている。二乗誤差演算部ERCcは雑音符号帳ゲイン逆量子化値 $G_C$ と各テーブルの値の二乗誤差

$(G_C - G_C(i))^2$ を計算し、インデックス検出部IXDcはiを1~32まで変えたときの誤差が最も小さくなるテーブル値を最適値として求め、そのインデックスをAMR方式における雑音符号帳ゲイン符号I\_GAIN2c(m,0)として出力する。

#### 【0048】

以後、同様の処理を行って、G.729A方式のゲイン符号I\_GAIN1(n,1)からAMR方式の適応符号帳ゲイン符号I\_GAIN2a(m,1)と雑音符号帳ゲイン符号I\_GAIN2c(m,1)を求める。

同様に、G.729A方式のゲイン符号I\_GAIN1(n+1,0)からAMR方式の適応符号帳ゲインI\_GAIN2a(m,2)と雑音符号帳ゲイン符号I\_GAIN2c(m,2)を求め、更にG.729A方式のゲイン符号I\_GAIN1(n+1,1)からAMR方式の適応符号帳ゲインI\_GAIN2a(m,3)と雑音符号帳ゲイン符号I\_GAIN2c(m,3)を求める。

#### (e) 符号送出処理

図3のバッファ部87は、G.729A方式の符号が2フレーム分(AMR方式の1フレーム分)、処理し終わるまで各変換部82~85より出力する符号を保持し、かかる後、回線データ多重部86に変換された符号を入力する。回線データ多重化部86は、AMR方式の1フレーム分の符号がすべてそろった時点で符号データを多重化して回線データに変換し、出力端子#2より伝送路に送出する。

以上説明した通り、第1実施例によればG.729A方式の音声符号を、音声に復号することなしにAMR方式の音声符号に変換することができる。このため、従来のタンデム接続に比べて遅延を少なくでき、しかも、音質の劣化を小さくすることができる。

#### 【0049】

#### (C) 第2実施例

図11は本発明の第2実施例の概略説明図である。第2実施例は、第1実施例におけるLSP符号変換部82内のLSP量子化器82bに改良を加えたもので、音声

符号変換部の全体構成は第1実施例（図3）と同じである。

図1-1は、G.729A方式の第nのフレームと第(n+1)フレームのLSP符号をAMR方式の第mフレームのLSP符号に変換する場合を示している。図中、LSP0(i)(i=1,...,10)はG.729A方式による第nフレーム／第1サブフレームの10次元LSP逆量子化値、LSP1(i)(i=1,...,10)はG.729A方式による第(n+1)フレーム／第1サブフレームの10次元LSP逆量子化値である。また、old\_LSP(i)(i=1,...,10)は過去のフレーム（第(n-1)フレーム目）の10次元LSP逆量値である。

#### 【0050】

ここで、G.729A方式からAMR方式に音声符号を変換する場合、第1実施例において述べた通り、フレーム長の違いから逆量子化値LSP0(i)はAMR方式のLSP符号に変換されない。すなわち、G.729A方式で符号化を行う場合には、1フレームにつき1回LSPを量子化するのでLSP0(i)、LSP1(i)は共に量子化され、復号器側に伝送される。ところが、G.729A方式からAMR方式に音声符号を変換するには、LSPパラメータをAMR方式の復号器の動作に合わせて符号変換する必要がある。このため、G.729A方式の逆量子化値LSP1(i)はAMR方式の符号に変換されるが逆量子化値LSP0(i)はAMR方式の符号に変換されない。

#### 【0051】

AMR方式では1フレームが4つのサブフレームで構成され、最終サブフレーム（第3サブフレーム）のLSPパラメータのみが量子化されて伝送される。このため、復号器において、第0、第1、第2サブフレームのLSPパラメータLSPc0(i), LSPc1(i), LSPc2(i)は、前フレームの逆量子化値old\_LSPc(i)と現フレーム／第3サブフレームのLSPパラメータLSPc3(i)から以下の補間式によって求められる。

$$LSPc0(i) = 0.75 \ old\_LSPc(i) + 0.25 \ LSPc3(i) \quad (i=1,2,\dots,10) \quad (22)$$

$$LSPc1(i) = 0.75 \ old\_LSPc(i) + 0.50 \ LSPc3(i) \quad (i=1,2,\dots,10) \quad (23)$$

$$LSPc2(i) = 0.75 \ old\_LSPc(i) + 0.75 \ LSPc3(i) \quad (i=1,2,\dots,10) \quad (24)$$

入力音声の性質が有聲音のようにあまり急激に変化しない場合にはLSPパラメータの変化も小さい。このため、第1実施例のように最終サブフレーム（第3サブフレーム）におけるLSP量子化誤差が最小となるようにLSP逆量子化値を符号に変換し、他の第0～第3サブフレームのLSPパラメータを(22)～(24)式の補間に

よって求めるようにしても特に問題はない。しかし、無声部や過渡部のように音声の性質が急激に変化する場合には、特にフレーム内で音声の性質が急激に変化する場合には、第1実施例の変換方法では不十分の場合がある。そこで、第2実施例では、最終サブフレームにおけるLSP量子化誤差だけでなく、LSP補間による補間誤差も考慮して符号変換する。

## 【0052】

第1実施例では逆量子化値LSP1(i)をAMR方式のLPS符号に変換する際、該LSP符号より特定されるLSPパラメータLSPc3(i)と逆量子化値LSP1(i)の二乗誤差のみを基準として変換している。これに対して、第2実施例では前記の二乗誤差に加えて、逆量子化値LSP0(i)と(22)式の補間により得られたLSPパラメータLSPc1(i)との間の二乗誤差をも考慮して符号化する。

図12は第2実施例のLSP量子化部82bの構成図、図13は第2実施例の変換処理フローであり、10次元の各LSPベクトル(LSPパラメータ)を、低域(1~3次)、中域(4~6次)、高域(7~10次)の3つの小ベクトルに分けて考える。

## ・低域3次のLSP符号の決定処理

まず、LSP1(i),(i=1,...10)のうち低域小ベクトル(低域の3次)について以下の処理を行う。ただし、ここで用いるLSP符号帳は、低域用符号帳CB1(3次元×512組)、中域用符号帳CB2(3次元×512組)、高域用符号帳CB3(4次元×512組)の3種類である。

## 【0053】

残差ベクトル演算部DBCは低域のLSP逆量子化値LSP1(i)(i=1~3)から予測ベクトルを差引き残差ベクトルr1(i)(i=1~3)を算出する(ステップ101)。

ついで、処理部CPUはI1=1とし(ステップ102)、低域用符号帳CB1の中からI1番目の符号ベクトルCB1(I1,i)(i=1~3)を取り出し(ステップ103)、該符号ベクトルと残差ベクトルr1(i)(i=1~3)との間の変換誤差E1(I1)を次式

$$E_1(I_1) = \sum_i \{ r_1(i) - CB1(I_1, i) \}^2 \quad (i=1~3)$$

を求め、メモリMEMに記憶する(ステップ104)。

ついで、処理部CPUは符号ベクトルCB1(I1,i)を選んだ時のLSP逆量子化値LSPc3(i)(i=1~3)と前回の逆量子化値old\_LSPc(i)(i=1~3)とから(23)式により

$LSPc1(i)$  ( $i=1 \sim 3$ ) を補間し (ステップ105)、 $LSP0(i)$  と  $LSPc1(i)$  との間の変換誤差  $E_2(I_1)$  を次式

$$E_2(I_1) = \sum_i \{LSP0(i) - LSPc1(i)\}^2 \quad (i=1 \sim 3)$$

により演算し、メモリMEMに記憶する (ステップ106)。

#### 【0054】

ついで、処理部CPUは  $I_1$  番目の符号ベクトルを選んだ時の誤差  $E(I_1)$  を次式

$$E(I_1) = E_1(I_1) + E_2(I_1)$$

を演算してメモリに記憶する (ステップ107)。しかる後、誤差  $E(I_1)$  とそれまでの最小誤差  $\min E(I_1)$  とを比較し (ステップ108)、 $E(I_1) < \min E(I_1)$  であれば誤差  $E(I_1)$  を  $\min E(I_1)$  に更新する (ステップ109)。

更新処理後、処理部は  $I_1=512$  になったかチェックし (ステップ110)、 $I_1 < 512$  であれば  $I_1$  を歩進して ( $I_1+1 \rightarrow I_1$ 、ステップ111)。ステップ103以降の処理を繰り返す。一方、 $I_1=512$  になれば、誤差  $E(I_1)$  が最小となるインデックス  $I_1$  を低域3次のLSP符号として決定する (ステップ112)。

#### 【0055】

##### ・中域3次のLPS符号の決定処理

低域3次のLSP符号  $I_1$  の決定処理が終了すれば、処理部CPUは中域の小ベクトル (3次) について以下の処理を行う。

残差ベクトル演算部DBCは中域のLSP逆量子化値  $LSP1(i)$  ( $i=4 \sim 6$ ) から予測ベクトルを差引き残差ベクトル  $r_2(i)$  ( $i=4 \sim 6$ ) を算出する。

ついで、処理部CPUは  $I_2=1$  とし、中域用符号帳CB2の中から  $I_2$  番目の符号ベクトル  $CB2(I_2, i)$  ( $i=4 \sim 6$ ) を取り出し、該符号ベクトルと残差ベクトル  $r_2(i)$  ( $i=4 \sim 6$ ) との間の変換誤差  $E_1(I_2)$  を次式

$$E_1(I_2) = \sum_i \{r_2(i) - CB2(I_2, i)\}^2 \quad (i=4 \sim 6)$$

を求め、メモリMEMに記憶する。

#### 【0056】

ついで、処理部CPUは符号ベクトル  $CB2(I_2, i)$  を選んだ時のLSP逆量子化値  $LSPc3(i)$  ( $i=4 \sim 6$ ) と前回の逆量子化値  $old\_LSPc(i)$  ( $i=4 \sim 6$ ) とから (23)式により  $LSPc1(i)$  ( $i=4 \sim 6$ ) を補間し、 $LSP0(i)$  と  $LSPc1(i)$  との間の変換誤差  $E_2(I_2)$  を次式

$$E_2(I_2) = \sum_i \{LSP0(i) - LSPc1(i)\}^2 \quad (i=4 \sim 6)$$

により演算し、メモリMEMに記憶する。

ついで、処理部CPUは $I_2$ 番目の符号ベクトルを選んだ時の誤差 $E(I_2)$ を次式

$$E(I_2) = E_1(I_2) + E_2(I_2)$$

を演算してメモリに記憶する。しかる後、誤差 $E(I_2)$ とそれまでの最小誤差 $\min E(I_2)$ とを比較し、 $E(I_2) < \min E(I_2)$ であれば誤差 $E(I_2)$ を $\min E(I_2)$ に更新する。更新処理後、処理部は $I_2=512$ になったかチェックし、 $I_2 < 512$ であれば $I_2$ を歩進して( $I_2+1 \rightarrow I_2$ )、上記処理を繰り返す。一方、 $I_2=512$ になれば、誤差 $E(I_2)$ が最小となるインデックス $I_2$ を中域3次のLSP符号として決定する。

#### 【0057】

##### ・高域4次のLPS符号の決定処理

中域3次のLSP符号 $I_2$ の決定処理が終了すれば、処理部CPUは高域の小ベクトル(4次)について以下の処理を行う。

残差ベクトル演算部DBCは高域のLSP逆量子化値 $LSP1(i)$ ( $i=7 \sim 10$ )から予測ベクトルを差引き残差ベクトル $r_3(i)$ ( $i=7 \sim 10$ )を算出する。

ついで、処理部CPUは $I_3=1$ とし、高域用符号帳CB3の中から $I_3$ 番目の符号ベクトル $CB3(I_3, i)$ ( $i=7 \sim 10$ )を取り出し、該符号ベクトルと残差ベクトル $r_3(i)$ ( $i=7 \sim 10$ )との間の変換誤差 $E_1(I_3)$ を次式

$$E_1(I_3) = \sum_i \{r_3(i) - CB3(I_3, i)\}^2 \quad (i=7 \sim 10)$$

を求め、メモリMEMに記憶する。

ついで、処理部CPUは符号ベクトル $CB3(I_3, i)$ を選んだ時のLSP逆量子化値 $LSPc3(i)$ ( $i=7 \sim 10$ )と前回の逆量子化値 $old\_LSPc(i)$ ( $i=7 \sim 10$ )とから(23)式により $LSPc1(i)$ ( $i=7 \sim 10$ )を補間し、 $LSP0(i)$ と $LSPc1(i)$ との間の変換誤差 $E_2(I_3)$ を次式  $E_2(I_3) = \sum_i \{LSP0(i) - LSPc1(i)\}^2 \quad (i=7 \sim 10)$

により演算し、メモリMEMに記憶する。

#### 【0058】

ついで、処理部CPUは $I_3$ 番目の符号ベクトルを選んだ時の誤差 $E(I_3)$ を次式

$$E(I_3) = E_1(I_3) + E_2(I_3)$$

を演算してメモリに記憶する。しかる後、誤差 $E(I_3)$ とそれまでの最小誤差

$\min E(I_3)$ とを比較し、 $E(I_3) < \min E(I_3)$ であれば誤差 $E(I_3)$ を $\min E(I_3)$ に更新する。更新処理後、処理部は $I_3=512$ になったかチェックし、 $I_3 < 512$ であれば $I_3$ を歩進して ( $I_3+1 \rightarrow I_3$ )、上記処理を繰り返す。

一方、 $I_3=512$ になれば、誤差 $E(I_3)$ が最小となるインデックス $I_3$ を高域4次のLSP符号として決定する。

#### 【0059】

以上、第2実施例では補間部の誤差としてLSPc1(i)の変換誤差を考慮したが、同様にしてLSPc0(i)とLSPc2(i)の変換誤差を考慮してLSP符号を決定することもできる。

また、第2実施例では誤差評価基準として $E_1$ と $E_2$ の重みが等しいものとして説明したが、 $E = \omega_1 E_1 + \omega_2 E_2$ として $E_1$ と $E_2$ に別々の重みをかけるようにしてLSP符号を決定することもできる。

以上説明した通り、第2実施例によれば、G.729A方式の音声符号を音声に復号することなしにAMR方式の符号に変換することができるため、従来のタンデム接続に比べて遅延を小さくすることができ、しかも、音質劣化も小さくできる。また、LSP1(i)を再量子化する時の変換誤差だけでなく、LSP補間部による補間誤差も考慮に入れるようにしたから、フレーム内で入力音声の性質が変化するような場合でも変換誤差の少ない良好な音声符号変換を行うことができる。

#### 【0060】

##### (D) 第3実施例

第3実施例は、第2実施例におけるLSP符号変換部82内のLSP量子化器82bに改良を加えたものである。尚、全体の構成図は図3の第1実施例の構成図と同じである。

第3実施例では低域小ベクトル、中域小ベクトル、高域小ベクトルごとに予備選択（複数候補の選択）を行い、最後に全帯域での誤差が最小となるLSP符号ベクトルの組み合わせ $\{I_1, I_2, I_3\}$ を決定するところに特徴がある。これは、各帯域で誤差が最小となる符号ベクトルから合成された10次元のLSP合成符号ベクトルが、最適ではない場合が存在するためである。特に、AMR方式やG.729A方式では、10次元のLSPパラメータから変換して得られるLPC係数でLPC合成フィルタを構

成しているため、LSPパラメータ領域における変換誤差は再生音声に大きな影響を与える。従って、LSPの小ベクトル単位で誤差が最小になる符号帳探索をするだけでなく、最終的に小ベクトルを結合して得られる10次元のLSPパラメータの誤差(歪)が最小になるようにLSP符号を決定することが望ましい。

## 【0061】

図14、図15は第3実施例のLSP量子化部82bの変換処理フローである。なお、LSP量子化部82bは処理部CPUの処理が異なるだけで図12と同一のブロック構成になっている。

LSP逆量子化器82aから出力する10次元の逆量子化値を、低域3次の小ベクトルLSP1(i)(i=1~3)、中域3次の小ベクトルLSP1(i)(i=4~6)、高域4次の小ベクトルLSP1(i)(i=7~10)の3つの小ベクトルに分割する(ステップ201)。

ついで、残差ベクトル演算部DBCは低域のLSP逆量子化値LSP1(i)(i=1~3)から予測ベクトルを差引いて残差ベクトルr1(i)(i=1~3)を算出する(ステップ202)。ついで、処理部CPUはI1=1とし(ステップ203)、低域用符号帳CB1の中からI1番目の符号ベクトルCB1(I1,i)(i=1~3)を取り出し(ステップ204)、該符号ベクトルと残差ベクトルr1(i)(i=1~3)との間の変換誤差E1(I1)を次式

$$E_1(I_1) = \sum_i \{ r_1(i) - CB1(I_1, i) \}^2 \quad (i=1~3)$$

を求め、メモリMEMに記憶する(ステップ205)。

## 【0062】

ついで、処理部CPUは符号ベクトルCB1(I1,i)を選んだ時のLSP逆量子化値LSPc3(i)(i=1~3)と前回の逆量子化値old\_LSPc(i)(i=1~3)とから(23)式によりLSPc1(i)(i=1~3)を補間し(ステップ206)、LSP0(i)とLSPc1(i)との間の変換誤差E2(I1)を次式

$$E_2(I_1) = \sum_i \{ LSP0(i) - LSPc1(i) \}^2 \quad (i=1~3)$$

により演算し、メモリMEMに記憶する(ステップ207)。

ついで、処理部CPUはI1番目の符号ベクトルを選んだ時の誤差EL(I1)を次式

$$E_L(I_1) = E_1(I_1) + E_2(I_1)$$

により演算してメモリに記憶する(ステップ208)。しかる後、処理部はI1=512になったかチェックし(ステップ209)、I1<512であればI1を歩進して(I1+1

→  $I_1$ 、ステップ210)。ステップ204以降の処理を繰り返す。一方、 $I_1=512$ になれば、 $E_L(I_1)$  ( $I_1=1 \sim 512$ )のうち小さい方から  $N_L$  個の符号ベクトルの候補を選択し、各候補のインデックスを  $PSEL_{I1}(j)$  ( $j=1, \dots, N_L$ ) とする(ステップ211)。

#### 【0063】

低域3次の小ベクトルについての処理が終了すれば、処理部CPUは中域3次の小ベクトルについて同様の処理を行なう。すなわち、ステップ202～ステップ210と同様の処理により512組の誤差  $E_M(I_2)$  を算出する(ステップ212)。ついで、 $E_M(I_2)$  ( $I_2=1 \sim 512$ )のうち小さい方から  $N_M$  個の符号ベクトルの候補を選択し、各候補のインデックスを  $PSEL_{I2}(k)$  ( $k=1, \dots, N_M$ ) とする(ステップ213)。

中域3次の小ベクトルについて処理が終了すれば、処理部CPUは高域4次の小ベクトルについて同様の処理を行ない、512組の誤差  $E_H(I_3)$  を算出し(ステップ214)、 $E_H(I_3)$  ( $I_3=1 \sim 512$ )のうち小さい方から  $N_H$  個の符号ベクトルの候補を選択し、各候補のインデックスを  $PSEL_{I3}(m)$  ( $m=1, \dots, N_H$ ) とする(ステップ215)。

#### 【0064】

上記の処理により選択された選択候補の中から、以下の処理により全帯域の誤差が最小となる組み合わせを決定する。すなわち、上記の処理により選ばれた低域  $N_L$  個、中域  $N_M$  個、高域  $N_H$  個のインデックス候補の中から、 $PSEL_{I1}(j), PSEL_{I2}(k), PSEL_{I3}(m)$  を選んだときの合成誤差

$$E(j, k, m) = E_L(PSEL_{I1}(j)) + E_M(PSEL_{I2}(k)) + E_H(PSEL_{I3}(m))$$

を求め(ステップ216)、 $j, k, m$  の全組み合わせの中から合成誤差  $E(j, k, m)$  が最小の組み合わせを決定し、その時のインデックス

$$PSEL_{I1}(j), PSEL_{I2}(k), PSEL_{I3}(m)$$

をAMR方式におけるLSP符号として出力する(ステップ217)。

#### 【0065】

尚、第3実施例では補間部の誤差として  $LSPc1(i)$  の変換誤差を考慮したが、同様にして  $LSPc0(i)$  と  $LSPc2(i)$  の変換誤差を考慮してLSP符号を決定することもできる。

また、第3実施例では誤差評価基準として  $E_1$  と  $E_2$  の重みが等しいものとして説明したが、 $E = \omega_1 E_1 + \omega_2 E_2$  として  $E_1$  と  $E_2$  に別々の重みをかけるようにして

LSP符号を決定することもできる。

【0066】

以上説明した通り、第3実施例によれば、G.729A方式の音声符号を音声に復号することなしにAMR方式の音声符号に変換することができるため、従来のタンデム接続に比べて遅延を小さくすることができ、しかも、音質劣化も小さくできる。

また、LSP1(i)を再量子化する時の変換誤差だけでなく、LSP補間部による補間誤差も考慮に入れるようにしたから、フレーム内で入力音声の性質が変化するような場合でも変換誤差の少ない良好な音声符号変換を行うことができる。

また、各帯域の複数の符号ベクトルの中から選んだ符号ベクトルの組み合わせのうち、全帯域で合成誤差が最小となる符号ベクトルの組み合わせを求め、該組み合わせに基づいてLSP符号を決定するようにしたから、第2実施例に比べてさらに高い音質の再生音声を提供することができる。

【0067】

(E) 第4実施例

以上の実施例では符号化方式1としてG.729A符号化方式を用い、符号化方式2としてAMR符号化方式を用いた場合である。第4実施例では、符号化方式1としてAMR方式の7.95kbit/sモードを用い、符号化方式2としてG.729A符号化方式を用いる。

図16は第4実施例の音声符号変換部のブロック図であり、図2の原理図と同一部分には同一符号を付している。図2の原理図と異なる点は、バッファ87を設けた点、及び、ゲイン符号変換部85のゲイン逆量子化器を適応符号帳ゲイン逆量子化器85a<sub>1</sub>と雑音符号帳ゲイン逆量子化器85a<sub>2</sub>で構成している点である。又、図16では、符号化方式1としてAMR方式の7.95kbit/sモードを用い、符号化方式2としてG.729A符号化方式を用いる。

【0068】

図16において、AMR方式の符号器（図示せず）から伝送路を介して第mフレーム目の回線データbst1(m)が端子#1に入力する。ここで、AMR方式のビットレートは7.95kbit/s、フレーム長は20msecであるから、回線データbst1(m)は159ビ

ットのビット系列で表される。回線データ分離部81は回線データbst1(m)からLSP符号I\_LSP1(m)、ピッチラグ符号I\_LAG1(m,j)、代数符号I\_CODE1(m,j)、適応符号帳ゲイン符号I\_GAIN1a(m,j)、代数符号帳ゲイン符号I\_GAIN1c(m,j)を分離して各変換部82～85に入力する。ここで、添字jはAMR方式におけるフレームを構成する4つのサブフレームの番号であり、0,1,2,3のいずれかの値を取る。

## 【0069】

## (a) LPS符号変換部

- ・LSP符号変換処理の概略

図4(b)に示すように、AMR方式のフレーム長は20 msecであり、20 msecに1回だけ第3サブフレームの入力信号から求めたLSPパラメータを量子化する。これに対し、G.729A方式のフレーム長は10 msecであり、10 msecに1回だけ第1サブフレームの入力信号から求めたLSPパラメータを量子化する。したがって、AMR方式の1フレーム分のLSP符号からG.729A方式の2フレーム分のLSP符号を作成しなければならない。

## 【0070】

図17は第4実施例におけるLSP符号変換部82の変換処理説明図である。

LSP逆量子化器82aは、MAR方式における第mフレーム/第3サブフレームのLSP符号I\_LSP1(m)を逆量子化して逆量子化値lspm(i)を発生する。また、この逆量子化値lspm(i)と前フレームである第(m-1)フレーム/第3サブフレームの逆量子化値lspm-1(i)とを用いて補間演算により第mフレーム/第1サブフレームの逆量子化値lspc(i)を予測する。LSP量子化器82bは第mフレーム/第1サブフレームの逆量子化値lspc(i)をG.729A方式に従って量子化して第nフレーム/第1サブフレームのLSP符号I\_LSP2(n)を出力する。又、LSP量子化器82bは第mフレーム/第3サブフレームの逆量子化値lspm(i)をG.729A方式に従って量子化してG.729A方式の第(n+1)フレーム/第1サブフレームのLSP符号I\_LSP2(n+1)を出力する。

## 【0071】

- ・LSP逆量子化

図18はLSP逆量子化器82aの構成図である。

LSP逆量子化器82aは、AMR方式の10次元のLSPパラメータを1～3次、4～6次、7～10次の3つの小ベクトルに分解した時、各小ベクトルに対して9ビット(512パターン)の符号帳CB1, CB2, CB3を備えている。AMR方式のLSP符号I\_LSP1(m)は符号I<sub>1</sub>, I<sub>2</sub>, I<sub>3</sub>に分解されて残差ベクトル算出部DBC入力する。ここで、符号I<sub>1</sub>は低域3次の符号帳CB1の要素番号(インデックス)を表し、符号I<sub>2</sub>, I<sub>3</sub>もそれぞれ中域3次の符号帳CB2,高域4次の符号帳CB3の要素番号(インデックス)を表す。

## 【0072】

残差ベクトル作成部DBGは、LSP符号I\_LSP1(m) = {I<sub>1</sub>, I<sub>2</sub>, I<sub>3</sub>} が与えられると、各符号帳CB1～CB3から符号I<sub>1</sub>, I<sub>2</sub>, I<sub>3</sub>に対応する符号ベクトルを取り出し、以下のように

$$r(i,1) \sim r(i,3), \quad r(i,4) \sim r(i,6), \quad r(i,7) \sim r(i,10)$$

符号帳CB1～CB3の順に符号ベクトルを並べて10次元ベクトルr(i)<sup>(m)</sup> (i=1, ... 10)を作成する。AMR方式ではLSPパラメータの符号化に際して予測を用いているのでr(i)<sup>(m)</sup>は残差領域のベクトルである。したがって、第mフレーム目のLSP逆量子化値lsp<sub>m</sub>(i)は、1フレーム前の残差ベクトルr(i)<sup>(m-1)</sup>に定数p(i)を乗算して得られるベクトルに現フレームの残差ベクトルr(i)<sup>(m)</sup>を加えることにより求めることができる。すなわち、逆量子化値算出部RQCは次式

$$lsp_m(i) = r(i)^{(m-1)} \cdot p(i) + r(i)^{(m)} \quad (25)$$

によりLSP逆量子化値lsp<sub>m</sub>(i)を算出する。尚、r(i)<sup>(m-1)</sup>に乗ずる定数p(i)は、各次数i毎にAMR符号化方式の規格により決められているものを使用する。

次に、逆量子化値補間部RQIは1フレーム前の第(m-1)フレームで求めてあるLSP逆量子化値lsp<sub>m-1</sub>(i)と第mフレームのlsp<sub>m</sub>(i)を用いて第mフレーム第1サブフレームのLSP逆量子化値lsp<sub>c</sub>(i)を補間演算により求める。補間の方法は任意であるが、例えば次式のような補間方法を用いることができる。

## 【数7】

$$lsp_c(i) = \frac{lsp_{m-1}(i) + lsp_m(i)}{2}, \quad (i = 1, \dots, 10) \quad (26)$$

以上により、LSP逆量子化器82aは第mフレームにおける第1サブフレーム、第3サブフレームの逆量子化値 $lsp_m(i)$ 、 $lsp_c(i)$ を演算して出力する。

## 【0073】

## ・LSP量子化

(26)式により補間されたLSPパラメータ $lsp_c(i)$ を以下のように量子化することによりG.729A符号化方式の第nフレーム／第1サブフレームに対応するLSP符号 $I_{LSP2}(n)$ を求めるができる。また、同様の方法で $lsp_m(i)$ を量子化することによりG.729A符号化方式における第(n+1)フレーム／第1サブフレームに対応するLSP符号 $I_{LSP2}(n+1)$ を求めるができる。

まず、LSP逆量子化値 $lsp_c(i)$ をLSF係数 $\omega(i)$ に次式

$$\omega(i) = \arccos(lsp_c(i)), \quad (i=1, \dots, 10) \quad (27)$$

により変換する。しかる後、LSF係数 $\omega(i)$ から予測成分（過去4フレームの符号帳出力から得られる予測成分）を減算して得られる残差ベクトルを17ビットで量子化する。

## 【0074】

さて、G.729A符号化方式では3つの符号帳cb1(10次元、7ビット)、cb2(5次元、5ビット)、cb3(5次元、5ビット)が設けられている。過去4フレームの各符号帳出力から予測成分 $l^{(n-1)}, l^{(n-2)}, l^{(n-3)}, l^{(n-4)}$ を次式

## 【数8】

$$\tilde{l}_i^{(n-k)} = \begin{cases} cb1(L_1(n-k), i) + cb2(L_2(n-k), i) & (i = 1, \dots, 5) \\ cb1(L_1(n-k), i) + cb3(L_3(n-k), i-5) & (i = 6, \dots, 10) \end{cases} \quad (28)$$

により求める。ここで、 $L_1(n-k)$ は第(n-k)フレーム目における符号帳cb1の符号(インデックス)を表し、 $cb1(L_1(n-k))$ は第(n-k)フレームにおける符号帳cb1のインデックス $L_1(n-k)$ が示す符号ベクトル(出力ベクトル)とする。又、 $L_2(n-k)$ 、 $L_3(n-k)$ についても同様である。ついで、LSF係数 $\omega(i)$ から次式

## 【数9】

$$l_i = \frac{\omega_i - \sum_{k=1}^4 p(i, k) \tilde{l}_i^{(m-k)}}{1 - \sum_{k=1}^4 p(i, k)} \quad (29)$$

により残差ベクトル  $l_i$  ( $i=1, \dots, 10$ ) を求める。ここで、 $p(i, k)$  は予測係数と呼ばれ、あらかじめ G.729A 符号化方式の規格で定められた定数である。この残差ベクトル  $l_i$  がベクトル量子化の対象となる。

## 【0075】

ベクトル量子化は以下のように実行される。まず、符号帳  $cb1$  が検索され、二乗平均誤差が最小となる符号ベクトルのインデックス(符号)  $L_1$  を決定する。次に、10次元の残差ベクトル  $l_i$  からインデックス  $L_1$  に対応する10次元符号ベクトルを減算し、新たな目標ベクトルを作成する。この新しい目標ベクトルの低次の5次元について符号帳  $cb2$  を検索し、二乗平均誤差が最小となる符号ベクトルのインデックス(符号)  $L_2$  を決定する。同様にして新しい目標ベクトルの高次の5次元について符号帳  $cb3$  を検索し、二乗平均誤差が最小となる符号ベクトルのインデックス(符号)  $L_3$  を決定する。以上により求めた符号  $L_1, L_2, L_3$  をビット系列として並べてできる17ビットの符号を G.729A 符号化方式の LSP 符号  $L\_LSP2(n)$  として出力する。LSP 逆量子化値  $l_{SP_m}(i)$  についても上記と全く同じ方法により G.729A 方式における LSP 符号  $L\_LSP2(n+1)$  を得ることができる。

## 【0076】

図19はLSP量子化器 82b の構成図であり、残差ベクトル算出部 DBC は(27)～(29)式により残差ベクトルを算出する。第1符号化部 CD1 の第1符号帳  $cb1$  は10次の符号ベクトルを128組(7ビット)備え、距離演算部 DSC1 は残差ベクトル  $l_i$  ( $i=1 \sim 10$ ) と符号ベクトル  $l(L_1, i)$  ( $i=1 \sim 10$ ) の二乗誤差(ユークリッド距離)を128組演算し、インデックス検出部 IxD1 は  $L_1 = 1 \sim 128$  の符号ベクトルのうち、誤差が最小となる符号ベクトルのインデックス  $L_1$  を検出して出力する。減算部 SBC は10次元の残差ベクトル  $l_i$  ( $i=1 \sim 10$ ) から第1符号帳  $cb1$  のインデックス  $L_1$  に対応する10次元符号ベクトル  $l(L_1, i)$  ( $i=1 \sim 10$ ) を減算し、新たな目標ベクトル  $l_i'$  ( $i=1 \sim 10$ ) を作成する。この新しい目標ベクトルの低次の5次元ベクトル  $l_i'$  ( $i=1 \sim 5$ )

について、第2符号化部CD2は符号帳cb2を検索し、二乗平均誤差が最小となる符号ベクトル $l'_i (L_2, i)$  ( $i=1 \sim 5$ )のインデックス(符号) $L_2$ を決定する。同様にして新しい目標ベクトルの高次の5次元ベクトル $l'_i (i=6 \sim 10)$ について、第3符号化部CD3は符号帳cb3を検索し、二乗平均誤差が最小となる符号ベクトル $l'_i (L_3, i)$  ( $i=6 \sim 10$ )のインデックス(符号) $L_3$ を決定する。

【0077】

(b) ピッチラグ符号変換部

次に、ピッチラグ符号の変換について説明する。第1実施例で説明した通り、G.729A符号化方式及びAMR符号化方式では、サンプル補間フィルタを使用して1/3サンプル精度でピッチラグを決定している。このため、ピッチラグは整数ラグと非整数ラグの2種類が存在する。G.729A方式におけるピッチラグとインデックスの関係は図7に示す通りであり、第1実施例と同じであるので詳しい説明を省略する。また、AMR方式におけるピッチラグとインデックスの関係は図8の通りであり、これも第1実施例と同じであるので詳しい説明を省略する。

【0078】

したがって、偶数サブフレームについてはAMR方式とG.729A方式とではピッチラグの量子化方法と量子化ビット数が全く同じである。このため、AMR方式の偶数サブフレームのピッチラグインデックスを次式

$$I\_LAG2(n,0) = I\_LAG1(m,0) \quad (30)$$

$$I\_LAG2(n+1,0) = I\_LAG1(m,2) \quad (31)$$

によりG.729A方式の連続する2つのフレームの第0サブフレームのピッチラグインデックスに変換することができる。

一方、奇数サブフレームについては、前サブフレームの整数ラグ $T_{old}$ と現サブフレームのピッチラグの差分を量子化する点で共通であるが、AMR方式の量子化ビット数(6bit)に対してG.729A方式の量子化ビット数(5bit)が少ない。このため、以下のような工夫が必要である。

【0079】

まず、AMR方式の第mフレーム/第1サブフレームのラグ符号 $I\_LAG1(m,1)$ から整数ラグ $Int(m,1)$ と非整数ラグ $Frac(m,1)$ を求め、ピッチラグを次式

$$P = \text{Int}(m, 1) + \text{Frac}(m, 1)$$

により求める。インデックス（ラグ符号）に対応する整数ラグと非整数ラグは一対一で対応しているので、図8(b)に示すように例えばラグ符号が28であれば整数ラグは-1、非整数ラグは-1/3となり、ピッチラグPは- (1+1/3)となる。

次に、求めたピッチラグPが図7(b)に示すG.729A方式の奇数サブフレームにおける5ビットのピッチラグ範囲  $T_{old} - (5+2/3) \sim T_{old} + (4+2/3)$  に入るかどうかを調べる。以下では、このピッチラグ範囲を  $[T_{old} - (5+2/3), T_{old} + (4+2/3)]$  と表すことにする。第1実施例で説明したように、奇数サブフレームでは、AMR方式のピッチラグとインデックスの対応関係とG.729A方式のピッチラグとインデックスの対応関係を比較すると、インデックスが15だけずれている。したがって、ピッチラグPが前記ピッチラグ範囲に入っている場合は、次式

$$I_{LAG2}(n, 1) = I_{LAG1}(m, 1) - 15 \quad (32)$$

$$I_{LAG2}(n+1, 1) = I_{LAG1}(m, 3) - 15 \quad (33)$$

により補正する。これにより、AMR方式のピッチラグ符号  $I_{LAG1}(m, 1)$  をG.729A方式のピッチラグ符号  $I_{LAG2}(n, 1)$  に変換することができる。また、同様にしてAMR方式のピッチラグ符号  $I_{LAG1}(m, 3)$  をG.729A方式のピッチラグ符号  $I_{LAG2}(n+1, 1)$  に変換できる。

#### 【0080】

また、ピッチラグPが前記ピッチラグ範囲に入っていない場合にはピッチラグをクリップ処理する。つまり、ピッチラグPが  $T_{old} - (5+2/3)$  よりも小さい場合には、例えば  $T_{old} - 7$  の場合には、ピッチラグPを  $T_{old} - (5+2/3)$  にクリップする。また、ピッチラグPが  $T_{old} + (4+2/3)$  よりも大きい場合には、例えば  $T_{old} + 7$  の場合にはピッチラグPを  $T_{old} + (4+2/3)$  にクリップする。

一見すると、このようなピッチラグのクリップは音声品質の劣化を招くように見えるが、発明者等による予備実験によると前記のクリップ処理を行っても音質はほとんど劣化しないことが確認された。一般に、「ア」や「イ」などの有声部ではピッチラグは滑らかに変化することが知られており、有声部の奇数サブフレームにおけるピッチラグPの変動は小さく、ほとんどの場合、 $[T_{old} - (5+2/3), T_{old} + (4+2/3)]$  に入っている。一方、立ち上りや立ち下がりなどの変動部では、

ピッチラグPの値が上記の範囲を超えることがあるが、音声の性質が変化する部分では適応符号帳による周期性音源の再生音声に対する影響が小さくなるため、前述したクリップ処理を行っても音質にはほとんど影響がない。以上説明した方法によれば、AMR方式のピッチラグ符号をG.729A方式のピッチラグ符号に変換することができる。

## 【0081】

## (c) 代数符号変換

次に、代数符号の変換について説明する。AMR方式とG.729A方式とではフレーム長が異なるが、サブフレーム長は5 msec(40サンプル)で共通であり、代数符号の構造は両方式で全く同じ構造となっている。したがって、AMR方式の代数符号帳探索の出力結果である4本のパルス位置とパルスの極性情報は、そのままG.729A方式の代数符号帳出力結果と一対一で置き換えることが可能である。したがって、代数符号の変換式は次式となる。

$$I\_CODE2(n,0) = I\_CODE1(m,0) \quad (34)$$

$$I\_CODE2(n,1) = I\_CODE1(m,1) \quad (35)$$

$$I\_CODE2(n+1,0) = I\_CODE1(m,2) \quad (36)$$

$$I\_CODE2(n+1,1) = I\_CODE1(m,3) \quad (37)$$

## 【0082】

## (d) ゲイン符号変換

次にゲイン符号の変換について説明する。まず、AMR方式の第mフレーム／第0サブフレームの適応符号帳ゲイン符号 $I\_GAIN1a(m,0)$ を適応符号帳ゲイン逆量子化器 $85a_1$ に入力して適応符号帳ゲインの逆量子化値 $G_a$ を求める。適応符号帳ゲイン逆量子化器 $85a_1$ はAMR方式のそれと同じ4ビット(16パターン)の適応符号帳ゲインテーブルを備えており、該テーブルを参照して符号 $I\_GAIN1a(m,0)$ に対応する適応符号帳ゲインの逆量子化値 $G_a$ を出力する。

## 【0083】

次に、AMR方式の第mフレーム／第0サブフレームの代数符号帳ゲイン符号 $I\_GAIN1c(m,0)$ を代数符号帳ゲイン逆量子化器 $85a_2$ に入力して代数符号帳ゲインの逆量子化値 $G_C$ を求める。AMR方式では代数符号帳ゲインの量子化にフレーム間

予測が用いられており、過去の4サブフレームの代数符号帳ゲインの対数エネルギーからゲインを予測し、その補正係数を量子化する。このため、代数符号帳ゲイン逆量子化器85a<sub>2</sub>はAMR方式のそれと同じ5ビット(32パターン)の補正係数テーブルを備え、符号I\_GAIN1c(m,0)に対応する補正係数のテーブル値 $\gamma_c$ を求め、代数符号帳ゲインの逆量子化値 $G_C = (g_C' \times \gamma_c)$ を出力する。尚、ゲイン予測方法はAMR方式の復号器で行う予測方法と全く同じである。

## 【0084】

次に、ゲイン $G_a$ 、 $G_C$ をゲイン量子化器85bに入力してG.729A方式のゲイン符号に変換する。ゲイン量子化器5bではG.729A方式のそれと同じ7ビットのゲイン量子化テーブルを使用する。この量子化テーブルは2次元であり、1番目の要素は適応符号帳ゲイン $G_a$ であり、2番目の要素は代数符号帳ゲインに対応する補正係数 $\gamma_c$ である。ここで、G.729A方式では代数符号帳ゲインの量子化にフレーム間予測を用いており、その予測方法はAMR方式と同じである。

第4実施例では、AMR方式の各符号I\_LAG1(m,0)、I\_CODE1(m,0)、I\_GAIN1a(m,0), I\_GAIN1c(m,0)から各逆量子化器82a～85a<sub>2</sub>によって得られた逆量子化値を用いてAMR側の音源信号を求め、これを参照用音源信号とする。

## 【0085】

次に、すでにG.729A方式に変換されたピッチラグ符号I\_LAG2(n,0)からピッチラグを求め、このピッチラグに対応する適応符号帳出力を求める。また、変換された代数符号I\_CODE2(n,0)から代数符号帳出力を生成する。しかる後、G.729A用のゲイン量子化テーブルからインデックス順に1組づつテーブル値を取り出して適応符号帳ゲイン $G_a$ と代数符号帳ゲイン $G_C$ を求める。ついで、これら適応符号帳出力、代数符号帳出力、適応符号帳ゲイン、代数符号帳ゲインとからG.729A方式に変換した時の音源信号(試験用音源信号)を作成し、前記参照用音源信号と試験用音源信号の誤差電力を計算する。全てのインデックスが示すゲイン量子化テーブル値について同様の処理を行い、最も誤差電力が小さくなるインデックスを最適なゲイン量子化符号とする。

## 【0086】

具体的な処理手順を以下に示す。

(1) まず、AMR方式のピッチラグ符号I\_LAG1に対応する適応符号帳出力pitch<sub>1</sub>(i)(i=0,1,...,39)を求める。

(2) 参照音源信号を次式

$$ex_1(i) = G_a \cdot pitch_1(i) + G_C \cdot code(i) \quad (i=0,1,\dots,39)$$

を求める。

(3) G.729A方式のピッチラグI\_LAG2(n,k)に対応する適応符号帳出力pitch<sub>2</sub>(i)(i=0,1,...,39)を求める。

(4) ゲイン量子化テーブルからL番目のゲイン符号に対応するテーブル値G<sub>a2</sub>(L), r<sub>c</sub>(L)を取り出す。

(5) 過去のサブフレームの代数符号帳ゲインから予測されるエネルギー成分g<sub>C'</sub>を計算し、G<sub>C2</sub>(L)=g<sub>C'</sub> r<sub>C</sub>(L)を求める。

【0087】

(6) 試験音源信号を次式

$$ex_2(i,L) = G_{a2}(L) \cdot pitch_2(i) + G_{C2}(L) \cdot code(i) \quad (i=0,1,\dots,39)$$

を求める。尚、代数符号帳出力code(i)はAMR方式とG.729A方式とで等しい。

(7) 二乗誤差を次式

$$E(L) = (ex_1(i) - ex_2(i,L))^2 \quad (i=0,1,\dots,39)$$

を求める。

(8) E(L)をゲイン量子化テーブルの全インデックスのパターン(L=0~127)について計算し、E(L)が最も小さくなるLを最適なゲイン符号I\_GAIN2(n,0)として出力する。

以上では、最適なゲイン符号を探索する際に、音源信号の二乗誤差を基準として用いたが、音源信号から再生音声を求め、再生音声領域でゲイン符号を探索する構成としてもよい。

【0088】

(e) 符号送出処理

AMR方式とG.729A方式とではフレーム長が異なるため、AMR方式の1フレーム分の回線データからG.729A方式の2フレーム分の回線データが得られる。このため、バッファ部87(図16)は、まず、符号I\_LSP2(n), I\_LAG2(n,0), I\_LAG2(n,1)

), I\_CODE2(n,0), I\_CODE2(n,1), I\_GAIN2(n,0), I\_GAIN2(n,1)を回線データ多重化部86へ入力する。回線データ多重化部86は入力符号を多重してG.729Aの第nフレームの音声符号を作成し、回線データとして伝送路に送出する。

ついで、バッファ部87は符号I\_LSP2(n+1), I\_LAG2(n+1,0), I\_LAG2(n+1,1), I\_CODE2(n+1,0), I\_CODE2(n+1,1), I\_GAIN2(n+1,0), I\_GAIN2(n+1,1)を回線データ多重化部86に入力する。回線データ多重化部86は入力符号を多重してG.729Aの第(n+1)フレームの音声符号を作成し、回線データとして伝送路に送出する。

## 【0089】

## ・付記

(付記1) 第1の音声符号化方式により符号化して得られる音声符号を入力され、該音声符号を第2の音声符号化方式の音声符号に変換して出力する音声符号変換装置において、

第1の音声符号化方式による音声符号より、音声信号を再現するために必要な複数の成分の符号を分離する符号分離手段、

各成分の符号をそれぞれ逆量子化して逆量子化値を出力する逆量子化部、

前記各逆量子化部から出力する逆量子化値を第2の音声符号化方式により量子化して符号を発生する量子化部、

各量子化部から出力する符号を多重して第2の音声符号化方式による音声符号を出力する手段、

を備えたことを特徴とする音声符号変換装置。

## 【0090】

(付記2) (1) 音声信号の一定サンプル数をフレームとし、フレーム毎の線形予測分析により得られる線形予測係数(LPC計数)又は該LPC係数から求まるLSPパラメータを量子化することにより得られる第1のLPC符号と、周期性音源信号を出力するための適応符号帳の出力信号を特定する第1のピッチラグ符号と、雑音性音源信号を出力するための雑音符号帳の出力信号を特定する第1の雑音符号と、前記適応符号帳の出力信号の振幅を表す適応符号帳ゲインと前記雑音符号帳の出力信号の振幅を表す雑音符号帳ゲインとを量子化して得られる第1のゲイン符号とを求める、これら符号で音声信号を符号化する方式を第1の音声符号化方式

とし、(2) 第1の音声符号化方式と異なる量子化方法により量子化して得られる第2のLPC符号、第2のピッチラグ符号、第2の雑音符号、第2のゲイン符号とで音声信号を符号化する方式を第2の音声符号化方式とするとき、

第1の音声符号化方式により符号化した音声符号を入力され、該音声符号を第2の音声符号化方式の音声符号に変換する音声符号変換装置において、

前記第1のLPC符号を第1の音声符号化方式のLPC逆量子化方法により逆量子化し、得られるLPC係数の逆量子化値を第2の音声符号化方式のLPC量子化方法により量子化して第2のLPC符号を求めるLPC符号変換手段、

第1の音声符号化方式におけるピッチラグ符号と第2の音声符号化方式におけるピッチラグ符号との相違を考慮した変換処理により、前記第1のピッチラグ符号を第2のピッチラグ符号に変換するピッチラグ変換手段、

第1の音声符号化方式における雑音符号と第2の音声符号化方式における雑音符号との相違を考慮した変換処理により、前記第1の雑音符号を第2の雑音符号に変換する雑音符号変換手段、

前記第1のゲイン符号を第1の音声符号化方式のゲイン逆量子化方法により逆量子化してゲイン逆量子化値を求めるゲイン逆量子化手段、

前記ゲイン逆量子化値を第2の音声符号化方式のゲイン量子化方法により量子化して第2のゲイン符号に変換するゲイン符号変換手段、

とを有することを特徴とする音声符号変換装置。

#### 【0091】

(付記3) 前記ゲイン逆量子化手段は、前記第1のゲイン符号を第1の音声符号化方式のゲイン逆量子化方法により逆量子化して適応符号帳ゲインの逆量子化値と雑音符号帳ゲインの逆量子化値を求め

前記ゲイン符号変換手段は、前記適応符号帳ゲイン及び雑音符号帳ゲインの逆量子化値をそれぞれ個別に第2の音声符号化方式のゲイン量子化方法により量子化して適応符号帳ゲイン符号及び雑音符号帳ゲイン符号を発生し、これら2つのゲイン符号で前記第2のゲイン符号を構成する、

ことを特徴とする付記2記載の音声符号変換装置。

#### 【0092】

(付記4) 前記ゲイン符号変換手段は、

前記適応符号帳ゲインの逆量子化値を第2の音声符号化方式のゲイン量子化方法により量子化して適応符号帳ゲイン符号を発生する第1ゲイン符号変換手段、

前記雑音符号帳ゲインの逆量子化値を第2の音声符号化方式のゲイン量子化方法により量子化して雑音符号帳ゲイン符号を発生する第2ゲイン符号変換手段、

を有することを特徴とする付記3記載の音声符号変換装置。

#### 【0093】

(付記5) 前記第1の音声符号化方式のフレーム長が第2の音声符号化方式のフレーム長の半分であり、第1の音声符号化方式のフレームが2つのサブフレームを含み、第2の音声符号化方式のフレームが4つのサブフレームを含み、かつ、第1の音声符号化方式はサブフレーム毎にピッチラグ符号を $n_0$ ,  $n_1$ ビットで表現し、第2の音声符号化方式はサブフレーム毎にピッチラグ符号を $n_0$ ,  $(n_1+1)$ ,  $n_0$ ,  $(n_1+1)$ ビット

で表現するとき、前記ピッチラグ変換手段は、

第1の音声符号化方式の連続する2つのフレームよりピッチラグ符号が順次

$n_0$ ,  $n_1$ ,  $n_0$ ,  $n_1$ ビット

で表現される4個の連続するサブフレームを作成し、

第1、第3サブフレームのピッチラグ符号を第2の音声符号化方式の第1、第3サブフレームのピッチラグ符号とし、

第2、第4サブフレームのピッチラグ符号に一定値を加算したピッチラグ符号を第2の音声符号化方式の第2、第4サブフレームのピッチラグ符号とする、

ことにより、前記第1のピッチラグ符号を第2のピッチラグ符号に変換する、ことを特徴とする付記2記載の音声符号化装置。

#### 【0094】

(付記6) 前記第1の音声符号化方式のフレーム長が第2の音声符号化方式のフレーム長の半分であり、第1の音声符号化方式のフレームが2つのサブフレームを含み、第2の音声符号化方式のフレームが4つのサブフレームを含み、かつ、第1の音声符号化方式はサブフレーム毎に雑音符号を $m_1$ ,  $m_1$ ビットで表現し、第2の音声符号化方式はサブフレーム毎に雑音符号を

$m_1, m_1, m_1, m_1$  ピット  
で表現するとき、前記雑音符号変換手段は、

第1の音声符号化方式の連続する2つのフレームより雑音符号が順次  
 $m_1, m_1, m_1, m_1$  ピット  
で表現される4個の連続するサブフレームを作成し、  
これら第1～第4サブフレームのピッチラグ符号を第2の音声符号化方式の第1～第4サブフレームの雑音符号とすることにより、前記第1のピッチラグ符号を第2のピッチラグ符号に変換する、  
ことを特徴とする付記2記載の音声符号化装置。

## 【0095】

(付記7) (1) 音声信号の一定サンプル数をフレームとし、フレーム毎の線形予測分析により得られる線形予測係数(LPC計数)又は該LPC係数から求まるLSPパラメータを量子化することにより得られる第1のLPC符号と、周期性音源信号を出力するための適応符号帳の出力信号を特定する第1のピッチラグ符号と、雑音性音源信号を出力するための雑音符号帳の出力信号を特定する第1の雑音符号と、前記適応符号帳の出力信号の振幅を表す適応符号帳ゲインを量子化して得られる第1の適応符号帳ゲイン符号と、前記雑音符号帳の出力信号の振幅を表す雑音符号帳ゲインを量子化して得られる第1の雑音符号帳ゲイン符号を求め、これら符号で音声信号を符号化する方式を第1の音声符号化方式とし、(2) 第1の音声符号化方式と異なる量子化方法により量子化して得られる第2のLPC符号、第2のピッチラグ符号、第2の雑音符号、第2のゲイン符号とで音声信号を符号化する方式を第2の音声符号化方式とするとき、

第1の音声符号化方式により符号化した音声符号を入力され、該音声符号を第2の音声符号化方式の音声符号に変換する音声符号変換装置において、

前記第1のLPC符号を第1の音声符号化方式のLPC逆量子化方法により逆量子化し、得られるLPC係数の逆量子化値を第2の音声符号化方式のLPC量子化方法により量子化して第2のLPC符号を求めるLPC符号変換手段、

第1の音声符号化方式におけるピッチラグ符号と第2の音声符号化方式におけるピッチラグ符号との相違を考慮した変換処理により、前記第1のピッチラグ符

号を第2のピッチラグ符号に変換するピッチラグ変換手段、

第1の音声符号化方式における雑音符号と第2の音声符号化方式における雑音符号との相違を考慮した変換処理により、前記第1の雑音符号を第2の雑音符号に変換する雑音符号変換手段、

前記第1の適応符号帳ゲイン符号を第1の音声符号化方式のゲイン逆量子化方法により逆量子化して得られる逆量子化値と、前記第1の雑音符号帳ゲイン符号を第1の音声符号化方式のゲイン逆量子化方法により逆量子化して得られる逆量子化値をまとめて、第2の音声符号化方式のゲイン量子化方法により量子化して前記第2のゲイン符号を発生するゲイン符号変換手段、

を有することを特徴とする音声符号変換装置。

【0096】

(付記8) 前記LPC符号変換手段は、

前記第1のLPC符号の逆量子化値と前記求まった第2のLPC符号の逆量子化値との間の第1の距離を演算する第1演算部、

現フレームの第2のLPC符号の逆量子化値と前フレームの第2のLPC符号の逆量子化値を用いて中間の第2のLPC符号の逆量子化値を補間演算する補間部、

中間の第1のLPC符号の逆量子化値と前記補間により求まる中間の第2のLPC符号の逆量子化値との間の第2の距離を演算する第2演算部、

第1、第2の距離の和が最小となるように、前記LPC係数の逆量子化値を第2のLPC符号に符号化する符号部、

を備えたことを特徴とする付記2又は付記7記載の音声符号変換装置。

【0097】

(付記9) 第1、第2の距離に重み付けする重み付け手段を備え、

前記符号部は、重き付けされた第1、第2の距離の和が最小となるように、前記LPC係数の逆量子化値を第2のLPC符号に符号化する、

ことを特徴とする付記8記載の音声符号変換装置。

【0098】

(付記10) 前記LPC符号変換手段は、

LPC係数をn次のベクトルで表現し、n次のベクトルを複数の小ベクトルに分

割した時、小ベクトル毎に前記第1、第2の距離の和が小さい複数の符号候補を算出する符号候補算出手段、

各小ベクトルの複数の符号候補の中から1つづつ符号を選んでLPC係数逆量子化値のn次のLPC符号とするとき、前記第1、第2の距離の和が最小となるn次のLPC符号を決定し、該LPC符号を前記第2の符号とするLPC符号決定手段、

を備えたことを特徴とする付記8又は付記9記載の音声符号変換装置。

#### 【0099】

(付記11) 前記第1の音声符号化方式のフレーム長が第2の音声符号化方式のフレーム長の2倍であり、第1の音声符号化方式のフレームが4つのサブフレームを含み、第2の音声符号化方式のフレームが2つのサブフレームを含み、かつ、第1の音声符号化方式はサブフレーム毎にピッチラグ符号を

$n_0, (n_1+1), n_0, (n_1+1)$ ビット

で表現し、第2の音声符号化方式はサブフレーム毎にピッチラグ符号を $n_0, n_1$ ビットで表現するとき、前記ピッチラグ変換手段は、

第1音声符号化方式の4個の連続するサブフレームにおける

$n_0, (n_1+1), n_0, (n_1+1)$ ビット

で表現されるピッチラグ符号のうち、第1、第3サブフレームのピッチラグ符号を第2の音声符号化方式の連続する第1、第2フレームの第1サブフレームのピッチラグ符号とし、第2、第4サブフレームのピッチラグ符号から一定値を減算したピッチラグ符号を第2の音声符号化方式の連続する第1、第2フレームの第2サブフレームのピッチラグ符号とする、ことにより前記第1のピッチラグ符号を第2のピッチラグ符号に変換する、

ことを特徴とする付記7記載の音声符号化装置。

#### 【0100】

(付記12) 前記第1の音声符号化方式のフレーム長が第2の音声符号化方式のフレーム長の2倍であり、第1の音声符号化方式のフレームが4つのサブフレームを含み、第2の音声符号化方式のフレームが2つのサブフレームを含み、かつ、第1の音声符号化方式は4つのサブフレームの各雑音符号を

$m_1, m_1, m_1, m_1$ ビット

で表現し、第2の音声符号化方式は2つのサブフレームの各雑音符号を $m_1$ ,  $m_1$ ビットで表現するとき、前記雑音符号変換手段は、

第1の音声符号化方式の第1、第2サブフレームの雑音符号を第2音声符号化方式の第1フレームの第1、第2サブフレームの雑音符号とし、第1の音声符号化方式の第3、第4サブフレームの雑音符号を第2音声符号化方式の第2フレームの第1、第2サブフレームの雑音符号とすることにより、前記第1の雑音符号を第2の雑音符号に変換する、

ことを特徴とする付記7記載の音声符号化装置。

#### 【0101】

##### 【発明の効果】

以上本発明によれば、第1の符号化方式による音声符号より音声信号を再現するためには必要な複数の成分の符号を分離し、各成分の符号をそれぞれ逆量子化し、逆量子化値を第2の符号化方式により量子化して符号変換するため、音声符号を音声に復号することなしに音声符号の変換ができる。このため、従来のタンデム接続に比べて遅延時間を小さくすることができ、しかも、音質劣化を小さくすることができる。

#### 【0102】

また、本発明によれば、LSP符号の変換に際して、第1符号化方式のLSP符号を逆量子化し、逆量子化値 $LSP_1(i)$ を第2符号化方式により量子化して符号変換する場合、該逆量子化値 $LSP_1(i)$ と変換により得られたLSP符号の逆量子化値 $LSP_C^3(i)$ 間の第1の距離（誤差）だけでなく、中間の第1符号化方式のLSP符号逆量子化値 $LSP_0(i)$ と補間ににより演算した中間の第2符号化方式のLSP符号逆量子化値 $LSP_C^1(i)$ 間の第2の距離（誤差）をも考慮に入れてLSP符号変換するため、フレーム内で入力音声の性質が変化するような場合でも変換誤差の少ない良好な音声符号変換を行うことができる。

又、本発明によれば、第1、第2の距離に重み付けし、重み付けされた第1、第2の距離の和が最小となるように、LPC係数逆量子化値 $LSP_1(i)$ を第2の符号化方式におけるLPC符号に符号化するため、より変換誤差の少ない良好な音声符号変換を行うことができる。

【0103】

又、本発明によれば、LPC係数をn次のベクトルで表現すると共に、n次のベクトルを複数の小ベクトル（低域、中域、高域小ベクトル）に分割し、小ベクトル毎に前記第1、第2の距離の和が小さい複数の符号候補を算出し、各小ベクトルの複数の符号候補の中から1つづつ符号を選んでn次のLPC符号とし、前記第1、第2の距離の和が最小となる組み合わせに基づいてn次のLPC符号を決定するため、より高い音質の再生が可能な音声符号変換ができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の第1の原理図である。

【図2】

本発明の第2の原理図である。

【図3】

第1実施例の構成図である。

【図4】

LSP量子化されるフレームの説明図である。

【図5】

LSP量子化器の構成図である。

【図6】

フレームとサブフレームの対応図である。

【図7】

G.729A方式のピッチラグとインデックスの関係図である。

【図8】

AMR方式のピッチラグとインデックスの関係図である。

【図9】

G.729A方式のピッチラグとAMR方式のピッチラグの対応関係図である。

【図10】

ゲイン量子化器の構成図である。

【図11】

第2実施例の構成図である。

【図12】

第2実施例のLSP量子化器の構成図である。

【図13】

第2実施例のLSP符号化処理フローである。

【図14】

第3実施例の処理フロー（その1）である。

【図15】

第3実施例の処理フロー（その2）である。

【図16】

第4実施例の構成図である。

【図17】

第4実施例のLSP符号変換部の処理説明図である。

【図18】

LSP逆量子化器の構成図である。

【図19】

LSP量子化器の構成図である。

【図20】

ITU-T G.729A符号変換方式による符号器の構成図である。

【図21】

量子化方法説明図である。

【図22】

適応符号帳の説明図である。

【図23】

G.729A符号変換方式における代数符号帳の説明図である。

【図24】

各パルス系統グループのサンプリング点説明図である。

【図25】

ITU-T G.729A符号変換方式による復号器の構成図である。

【図26】

ITU-T G.729A符号変換方式とAMR符号変換方式における主要緒元の比較図である。

【図27】

フレーム長比較図である。

【図28】

ITU-T G.729A符号変換方式とAMR符号変換方式におけるビット割り当ての比較図である。

【図29】

従来技術の概念図である。

【図30】

従来技術の音声符号変換例である。

【符号の説明】

61・・端末

61a・・符号化方式1の符号器

71, 72・・伝送路

80・・音声符号変換部

81・・符号分離部

82・・LSP符号変換部

83・・ピッチラグ符号変換部

84・・代数符号変換部

85・・ゲイン符号変換部

86・・符号多重化部

91・・端末

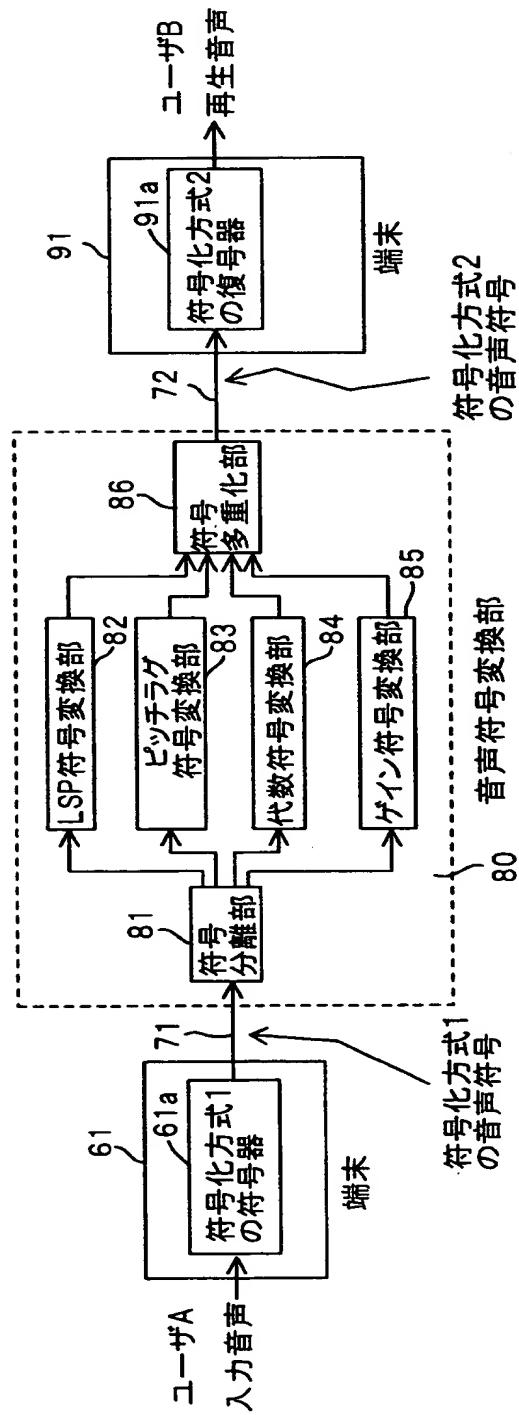
91a・・符号化方式2の復号器

【書類名】

図面

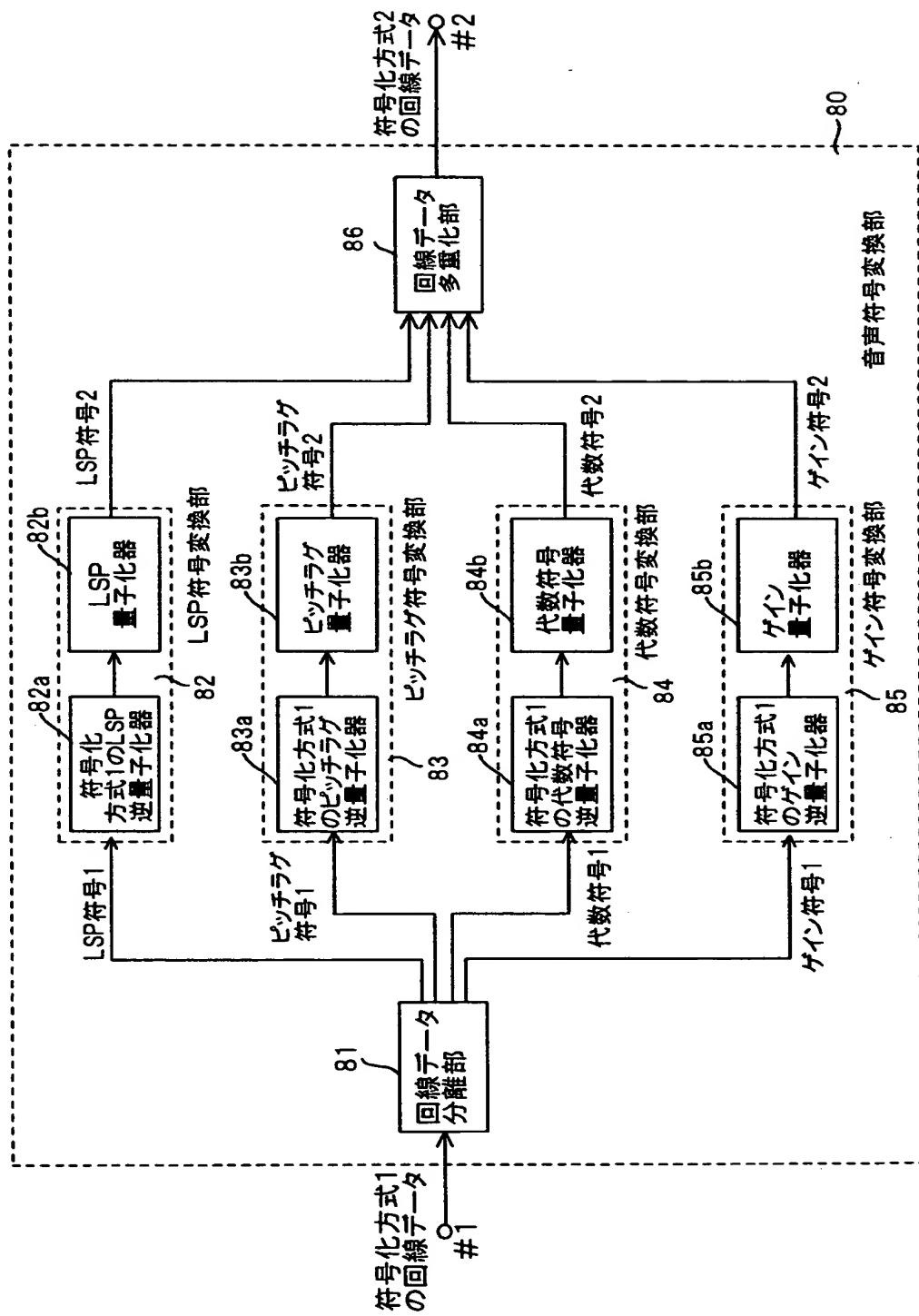
【図1】

本発明の第1の原理図



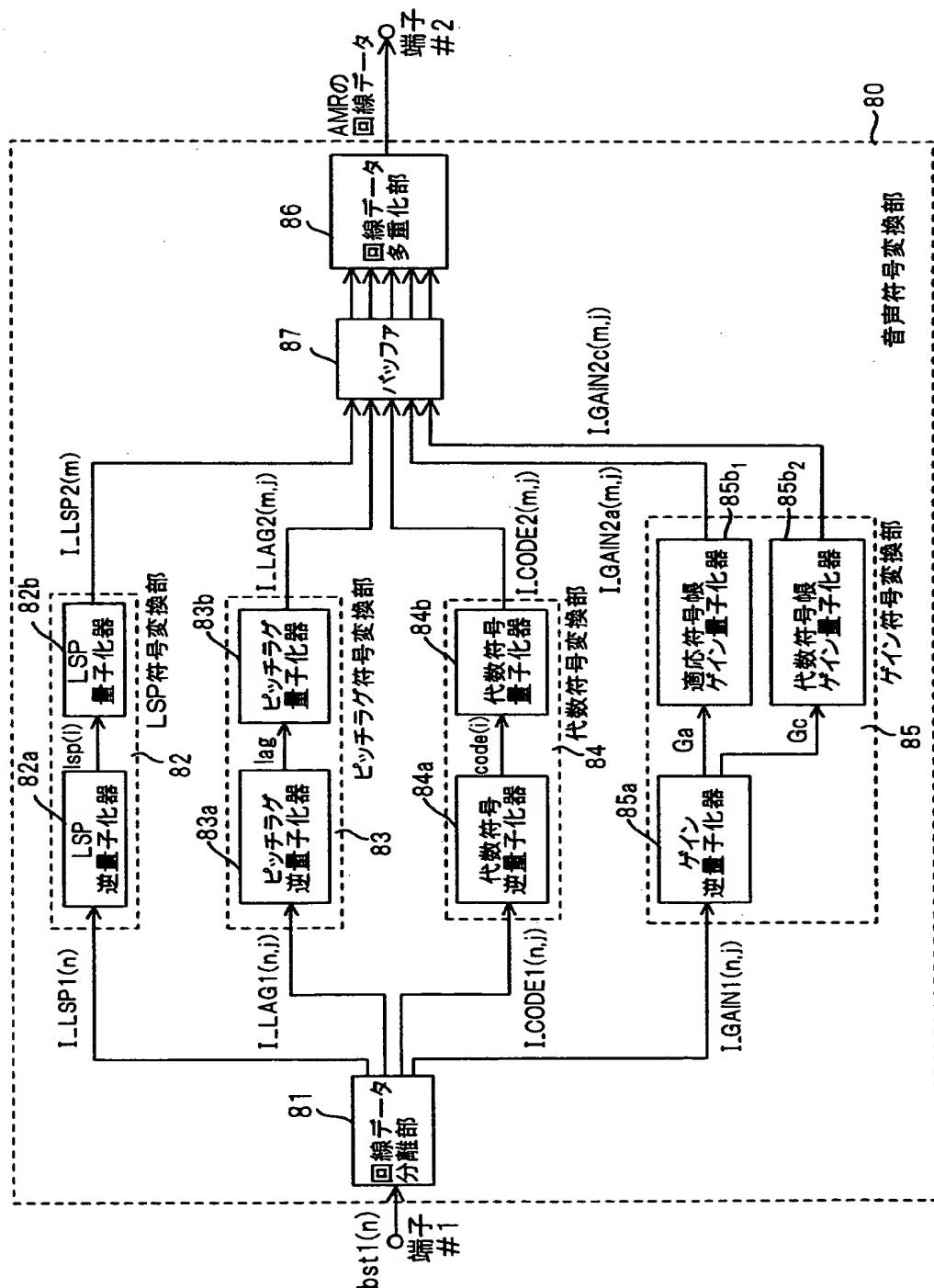
【図2】

本発明の第2の原理図



【図3】

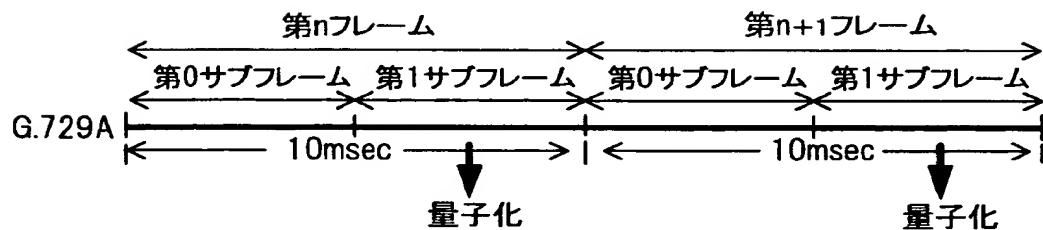
実施例1の構成例図



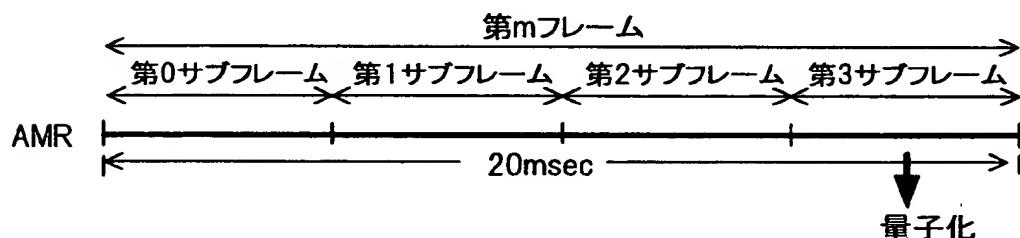
【図4】

## LSP量子化とフレームの関係

(a)

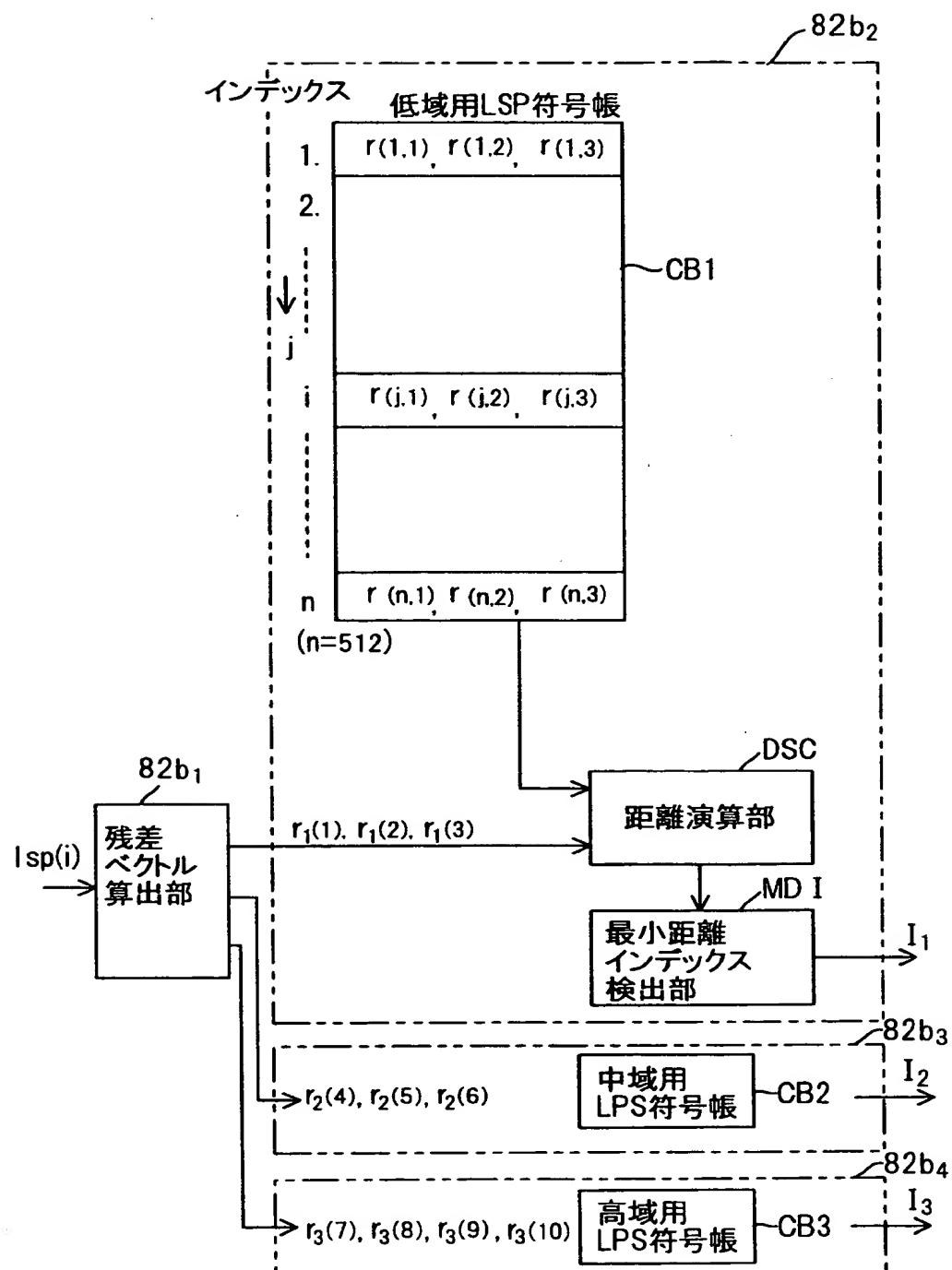


(b)



### 【図5】

## LSP量子化器の構成



【図6】

## フレームとサブフレームの対応

(a)

サブフレーム番号／フレーム番号				
G.729	0/n	1/n	0/(n+1)	1/(n+1)
AMR	0/m	1/m	2/m	3/m

各サブフレームにおける  
ピッチラグ符号のビット数の対応

(b)

ピッチラグ符号(ビット数)				
G.729	8	5	8	5
AMR	8	6	8	6

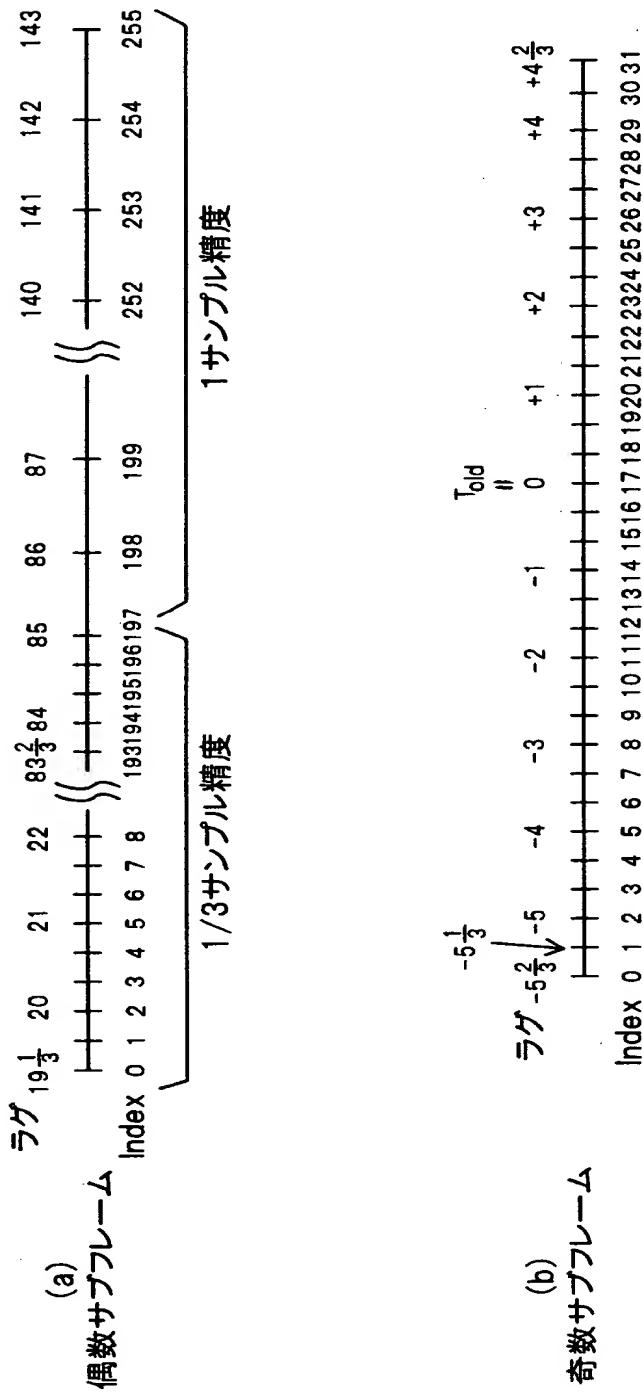
各サブフレームにおける  
代数符号のビット数の対応

(c)

代数符号				
G.729	17	17	17	17
AMR	17	17	17	17

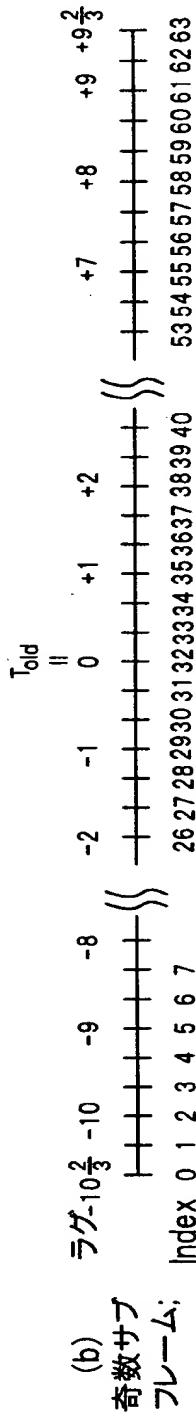
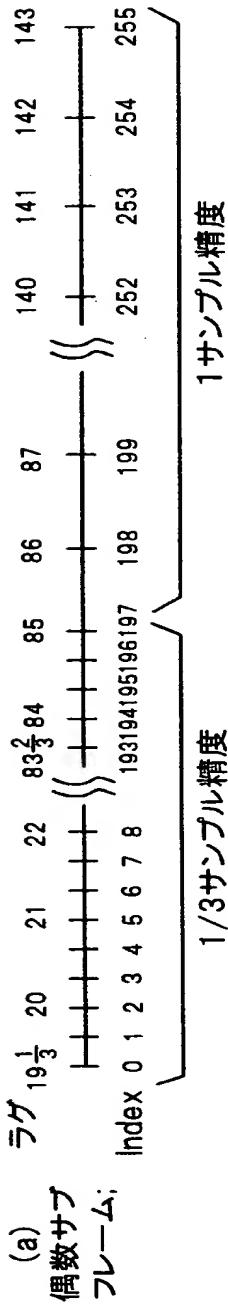
【図7】

## G.729Aのピッチラグとインデックスの関係



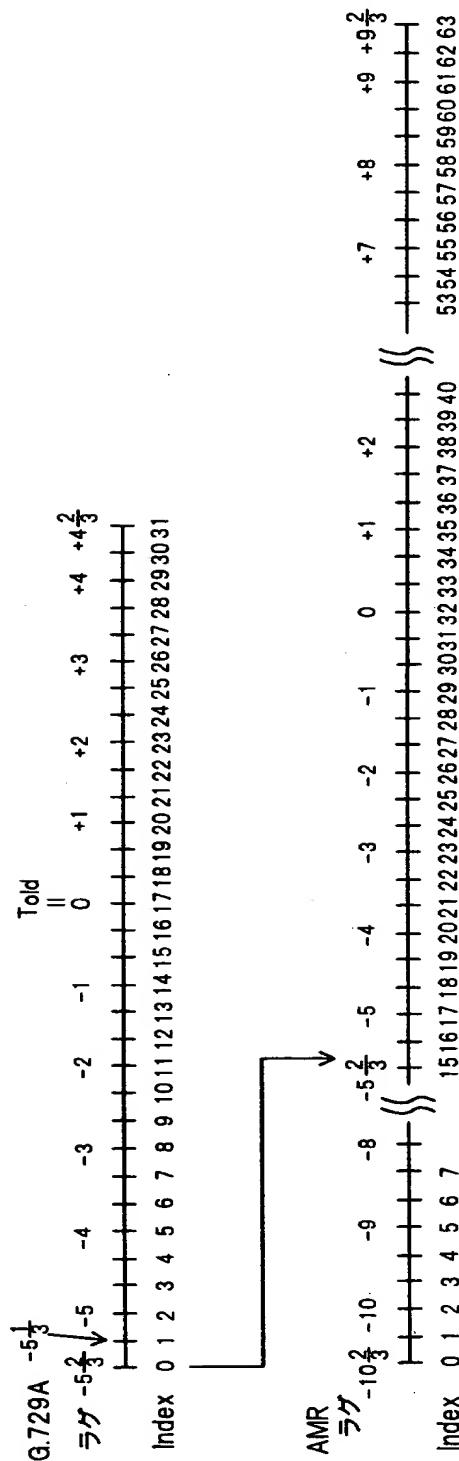
【図8】

## AMRのピッチラグとインデックスの関係



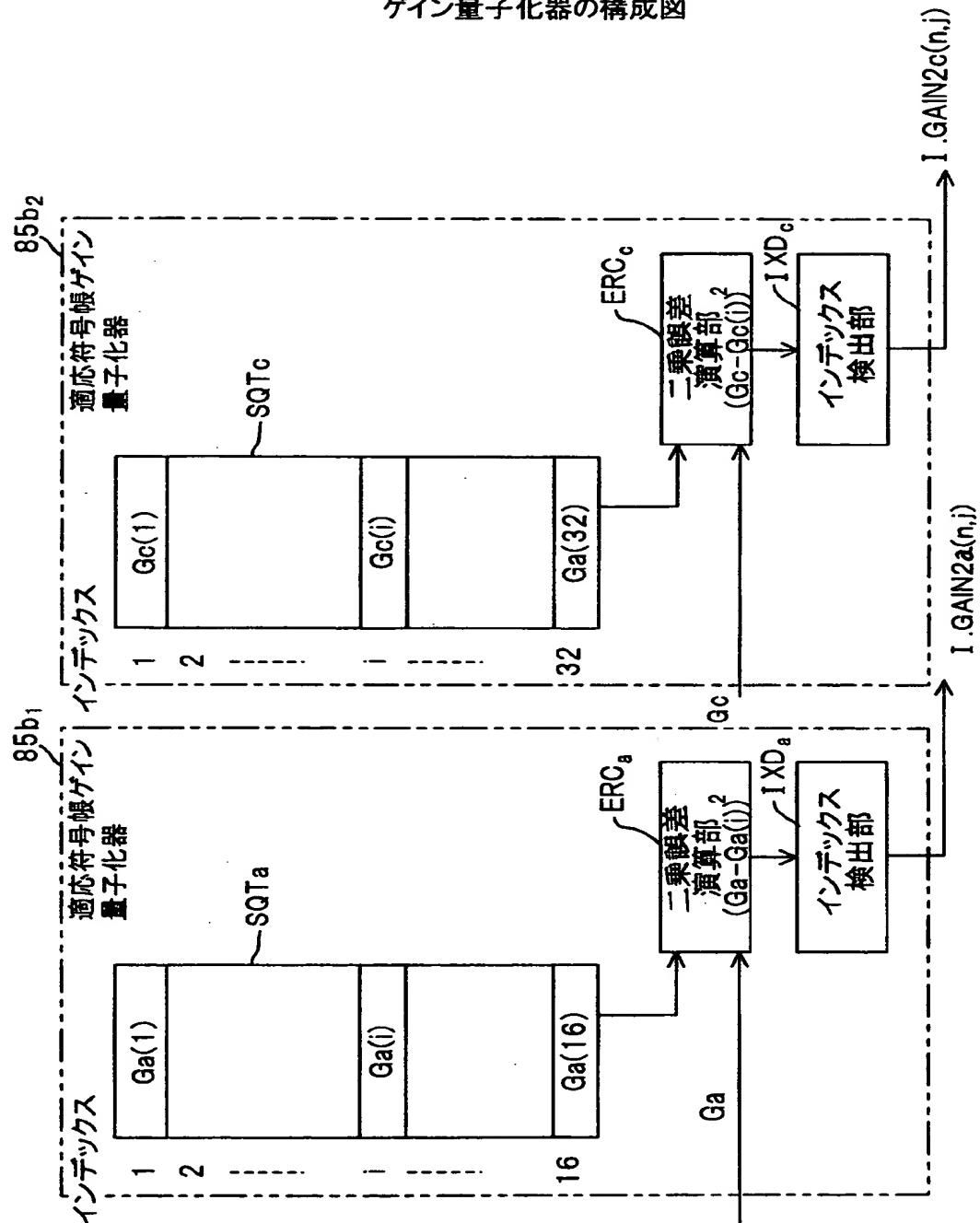
【図9】

## G.729AのピッチラグとAMRのピッチラグの対応関係



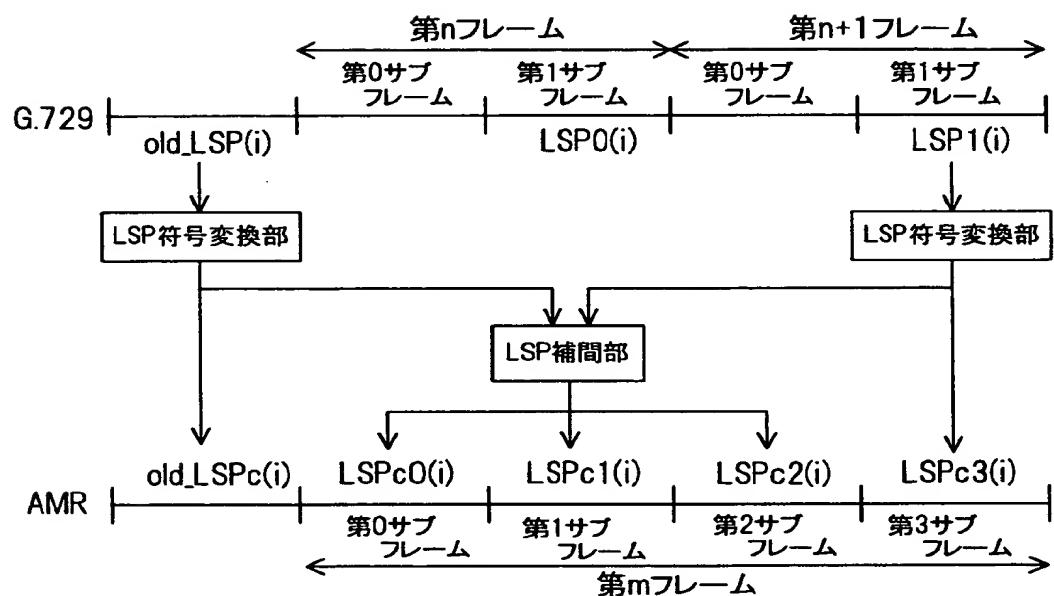
### 【図10】

## ゲイン量子化器の構成図



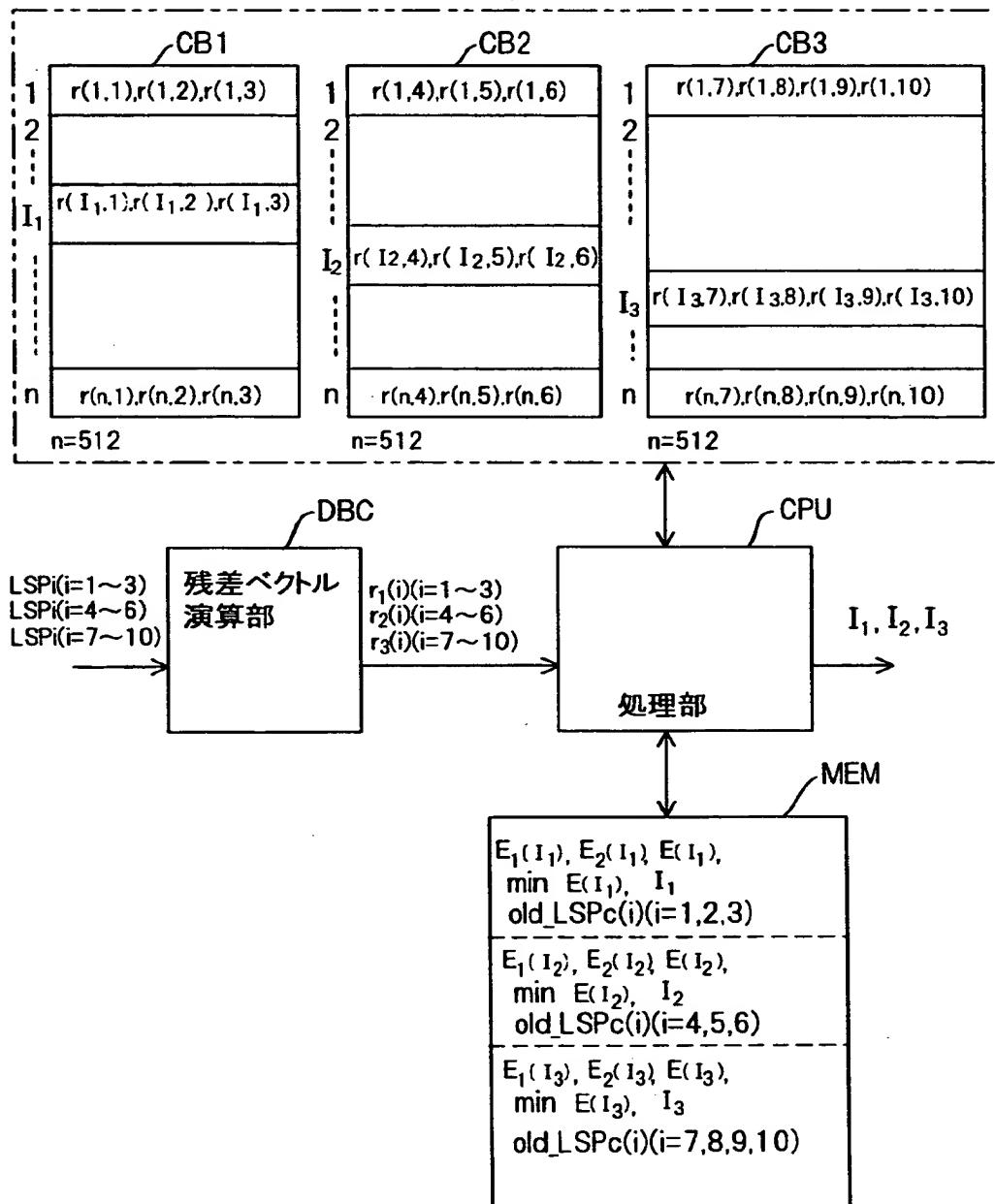
【図11】

実施例2の構成例図



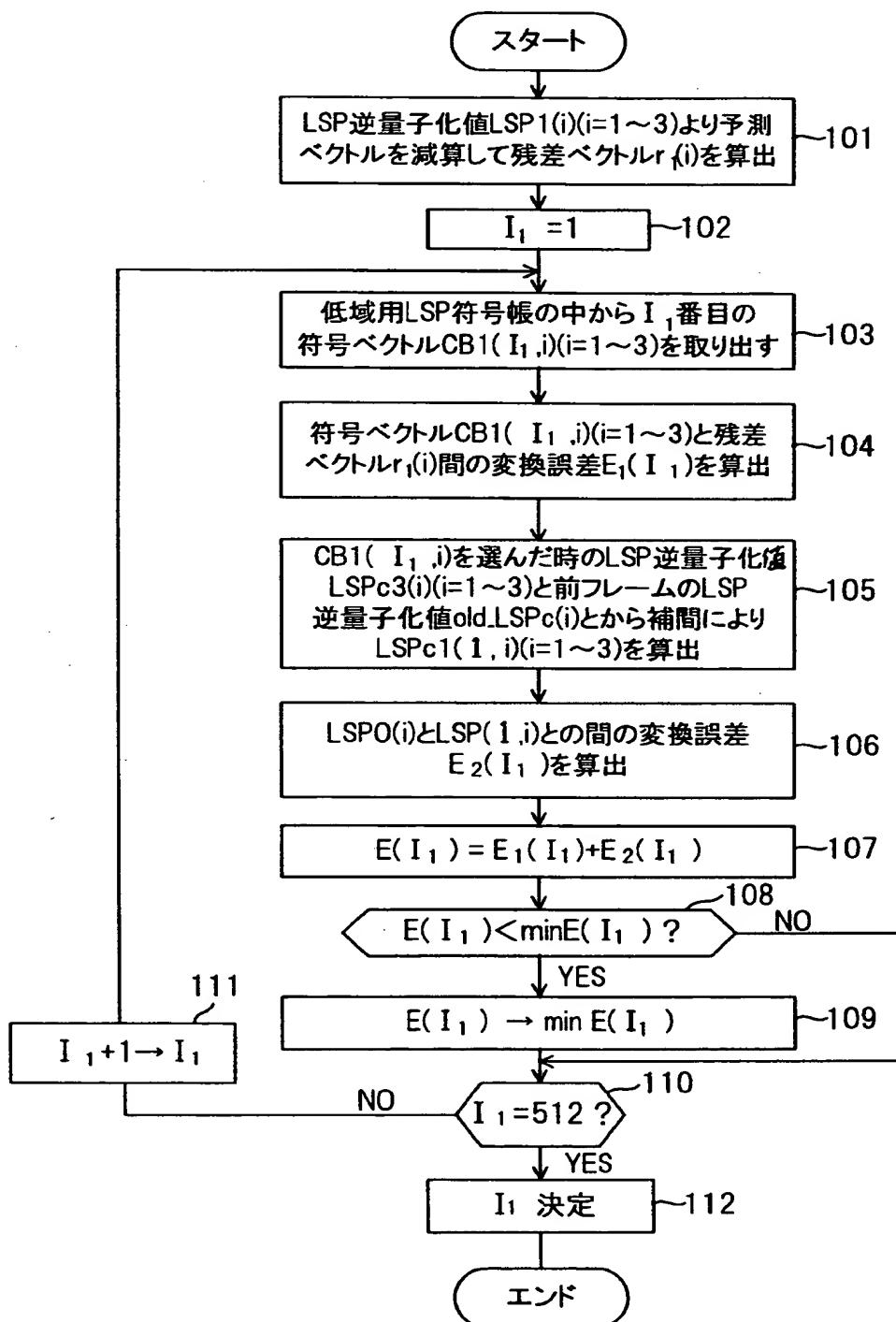
【図12】

第2実施例のLSP量子化器の構成図



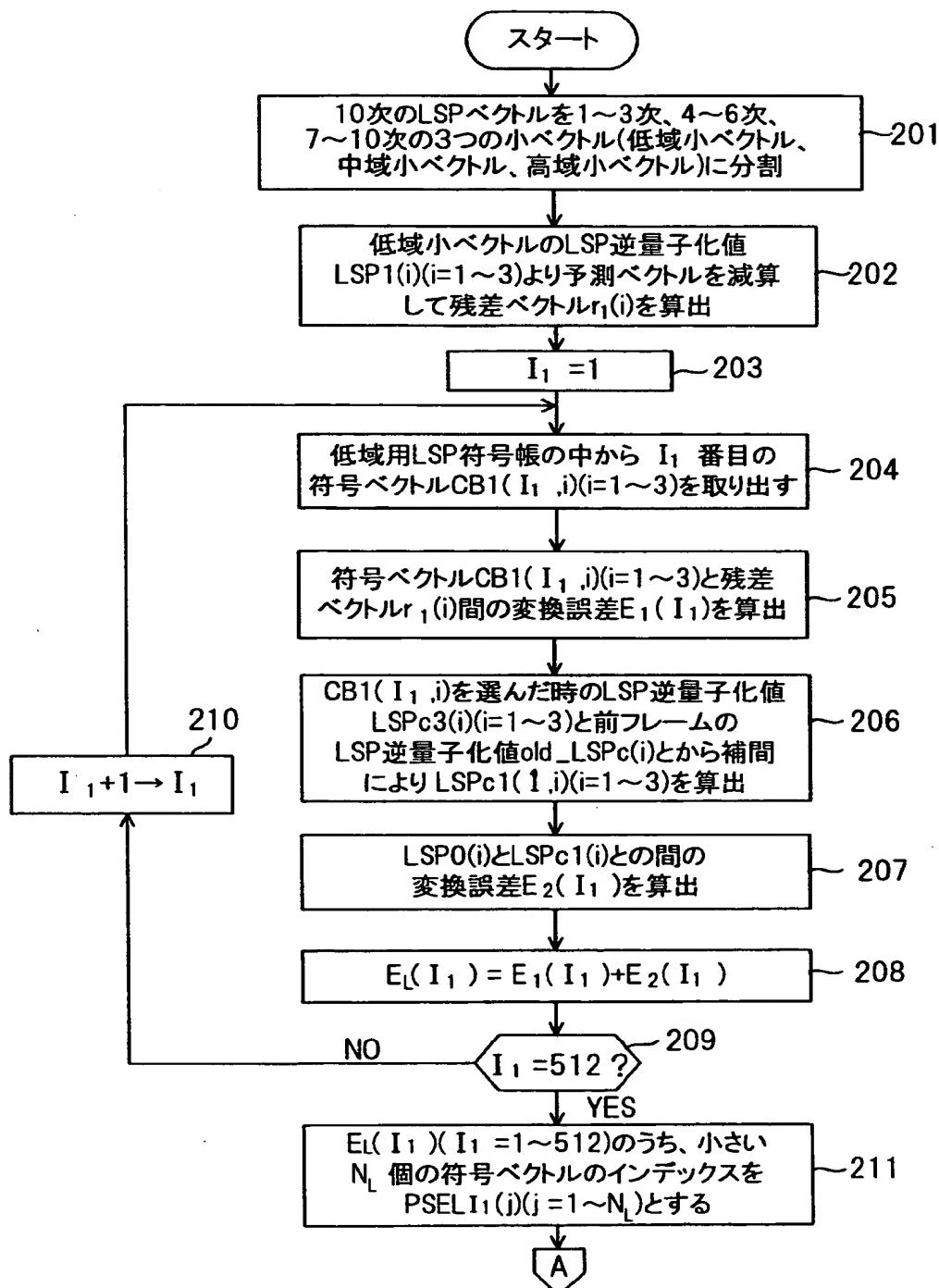
【図13】

## 第2実施例のLSP符号化処理フロー



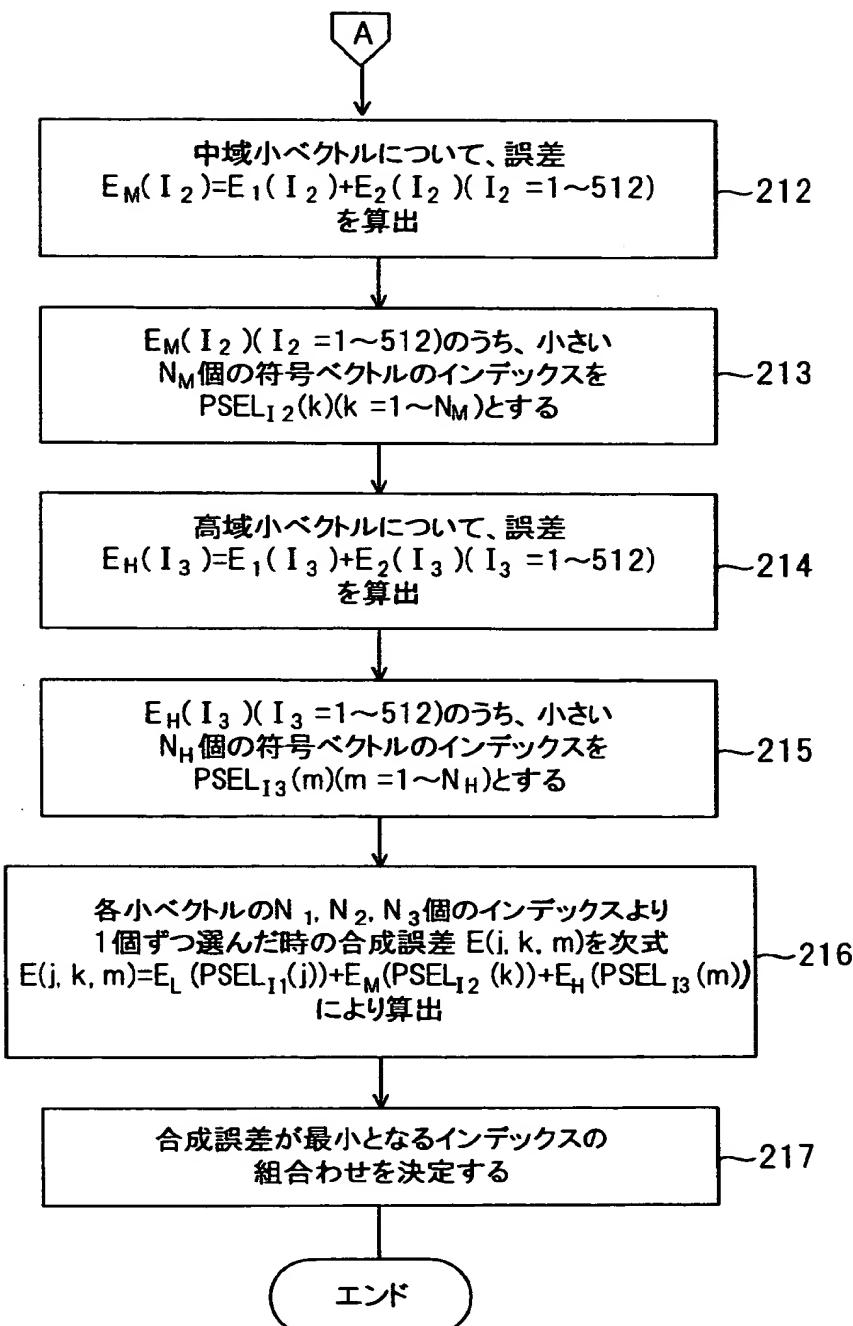
【図14】

## 第3実施例処理フロー(その1)



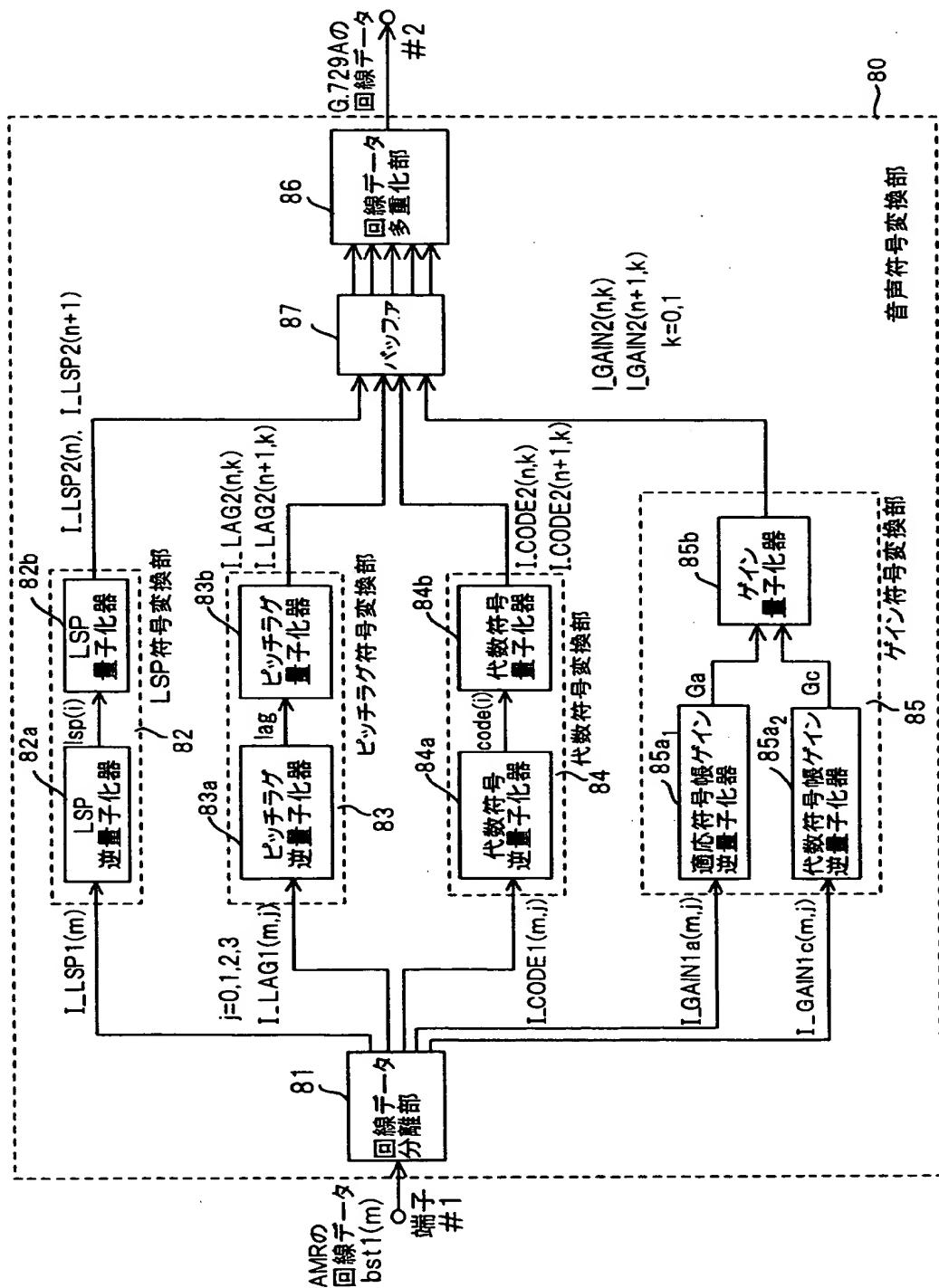
【図15】

## 第3実施例処理フロー(その2)



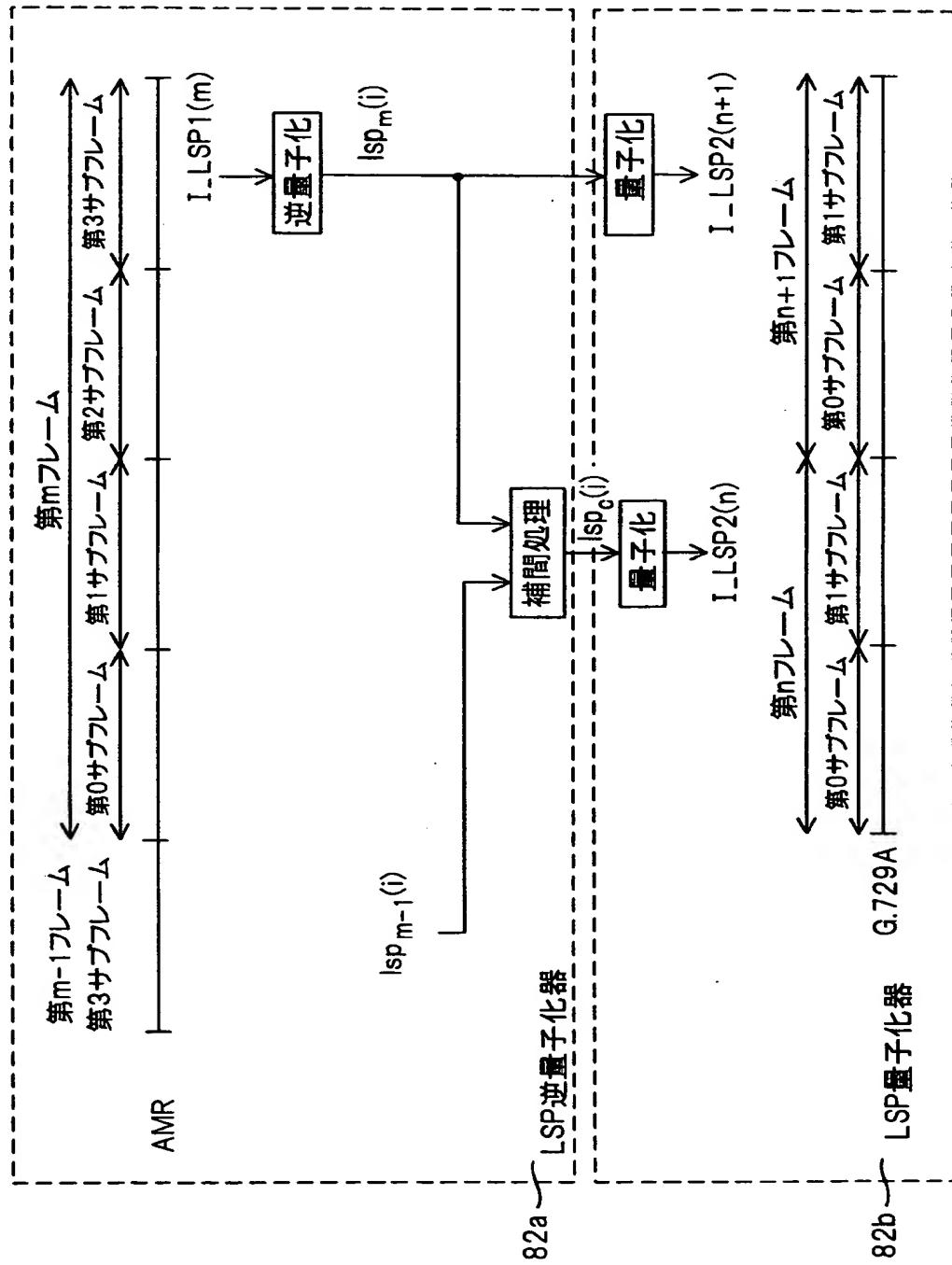
【図16】

実施例4の構成例図



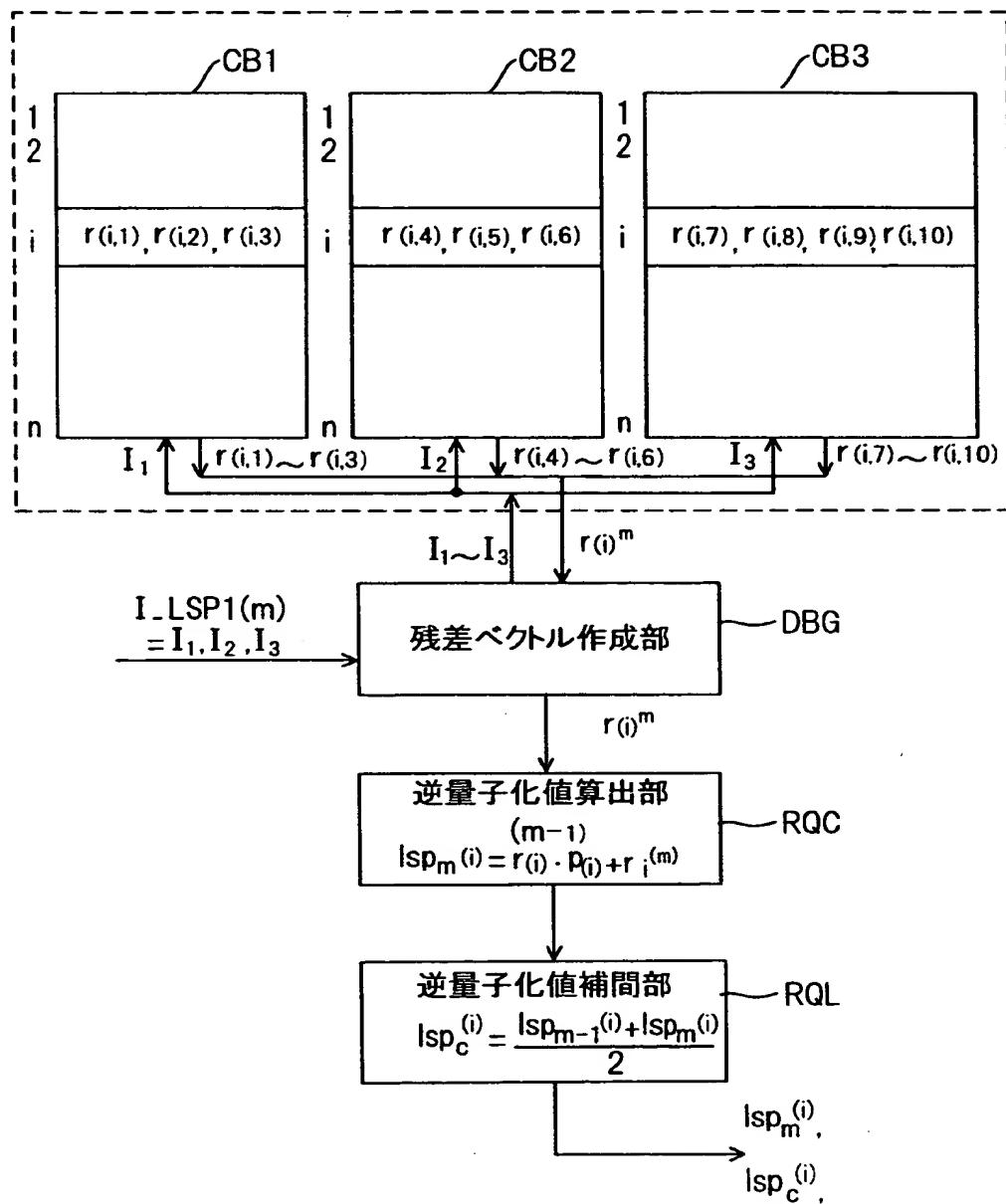
【図17】

## 実施例4のLSP符号変換部の処理

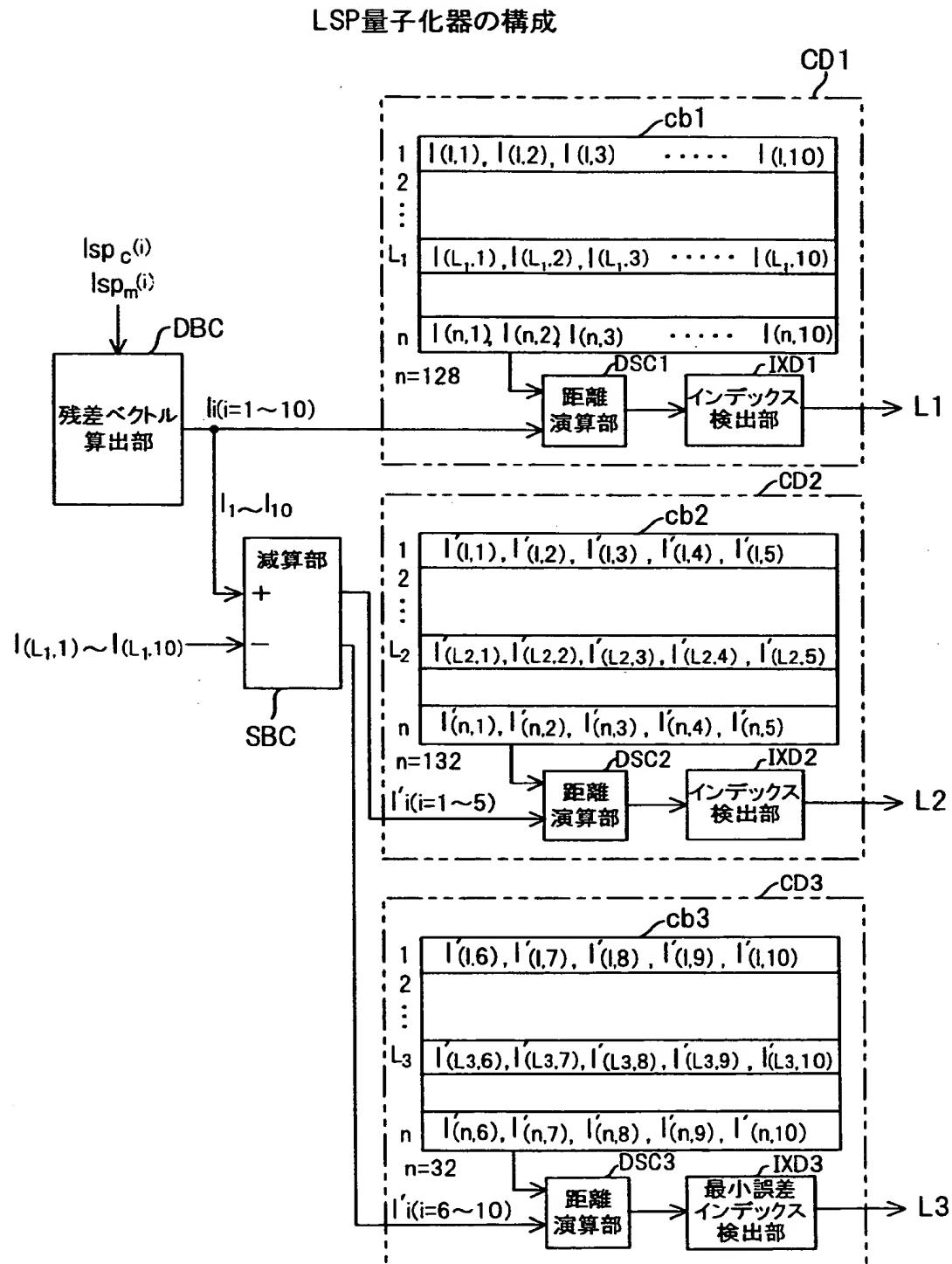


【図18】

## LSP逆量子化器の構成

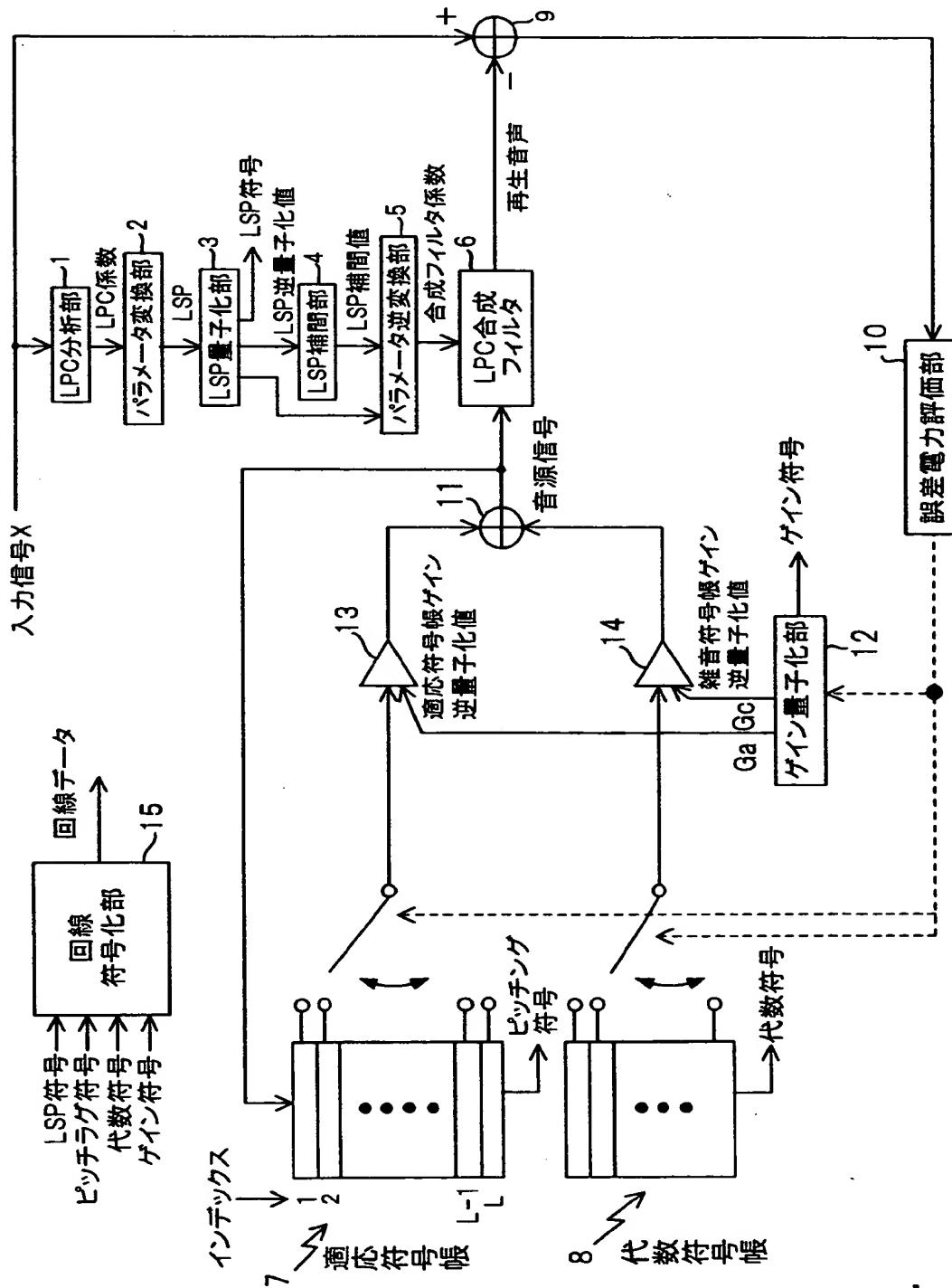


【図19】



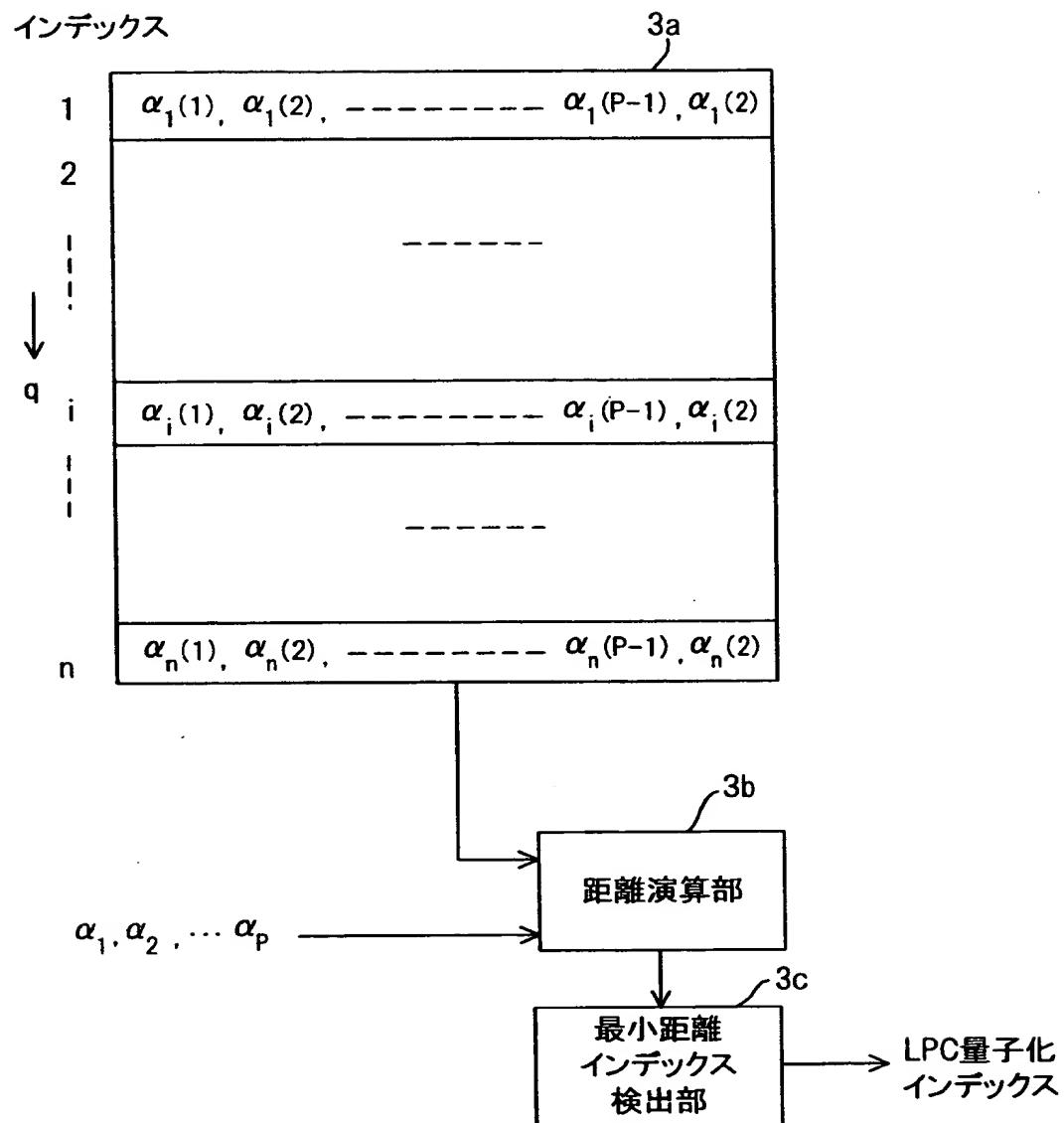
【図20】

## ITU-T G.729Aの符号器の構成



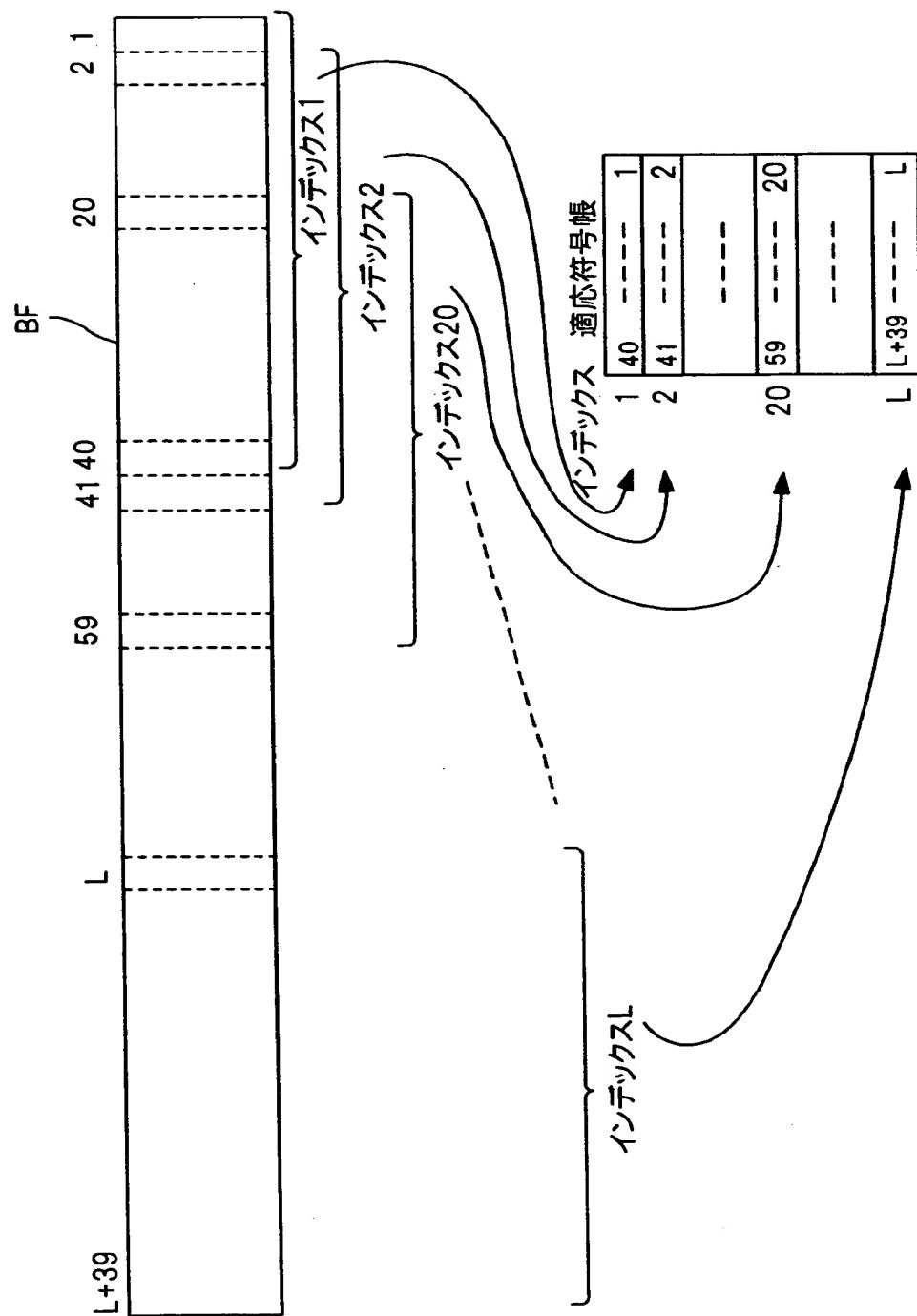
【図21】

## 量子化方法説明図



【図22】

適応符号帳の説明図



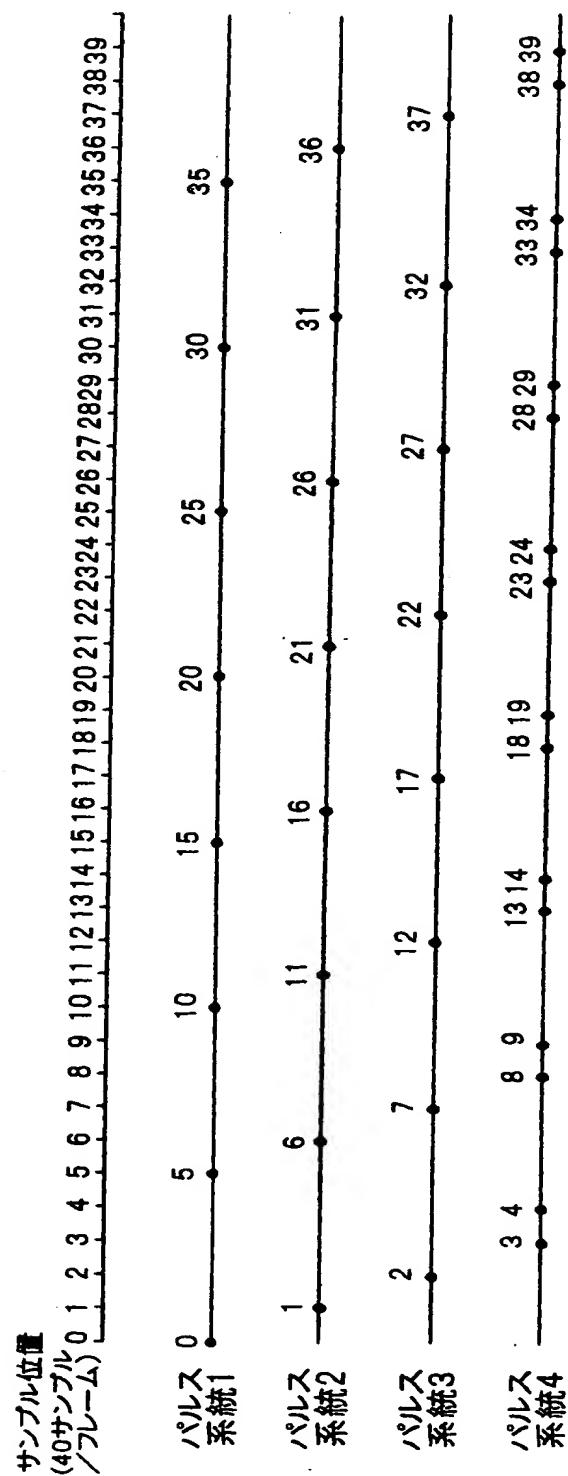
【図23】

## G.729A の代数符号帳

パルス系統	パルス位置	極性
1	0,5,10,15,20,25,30,35	+/-
2	1,6,11,16,21,26,31,36	+/-
3	2,7,12,17,22,27,32,37	+/-
4	3,8,13,18,23,28,33,38 4,9,14,19,24,29,34,39	+/-

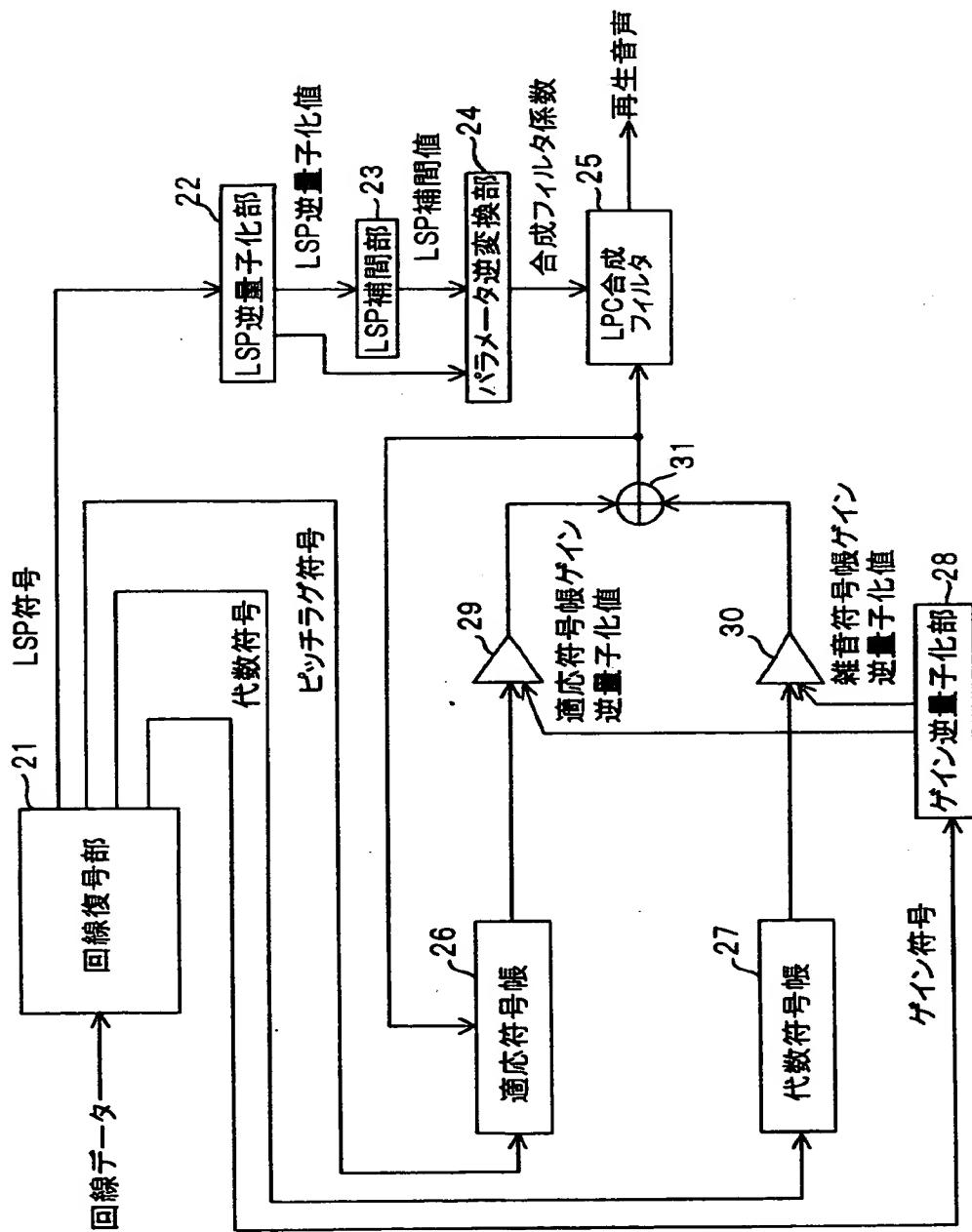
【図24】

各パルス系統グループのサンプリング点説明図



【図25】

## ITU-T G.729Aの復号器の構成



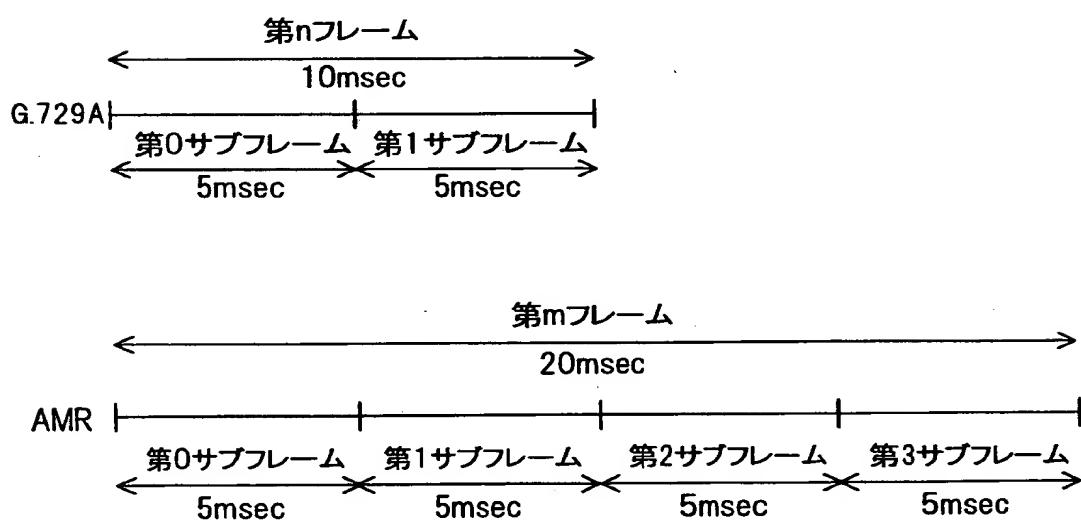
【図26】

## ITU-T G.729AとGSM-AMRの比較1(主要諸元)

	ITU-T G.729A	GSM-AMR
標準化周波数	8kHz	8kHz
フレーム長	10msec	20msec
サブフレーム長	5msec	5msec
サブフレーム数	2	4
原理遅延	15msec	20msec
線形予測次数	10次	10次

【図27】

## フレーム長の比較



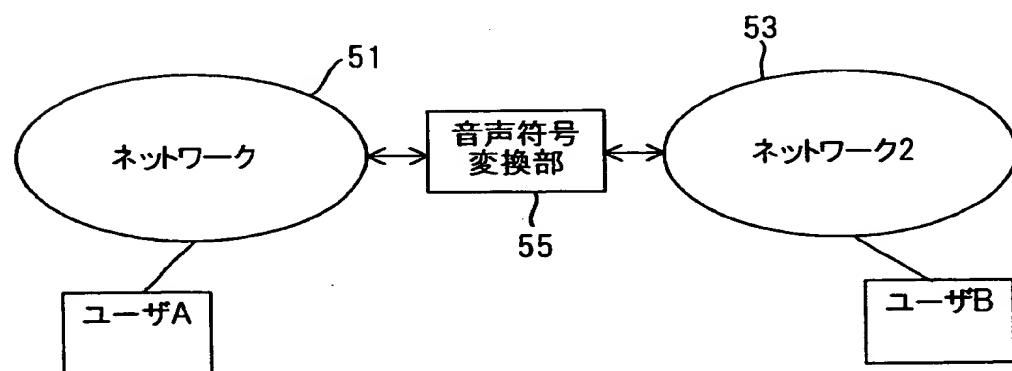
【図28】

## ITU-T G.729AとGSM-AMRの比較2(ビット割り当て)

	ITU-T G.729A	AMR(7.95kbit/sモード)
パラメータ	ビット数 (サブフレーム/フレーム)	ビット数 (サブフレーム/フレーム)
LSP符号	-/18	-/27
ピッチラグ符号	8+5/13	8+6+8+6/28
ピッチパリティ	1/1	—
代数符号	17+17/34	17+17+17+17/68
ゲイン符号	7+7/14	—
適応符号帳ゲイン符号	—	4+4+4+4/16
代数符号ゲイン符号	—	5+5+5+5/20
合計	80bit/10msec	159bit/20msec

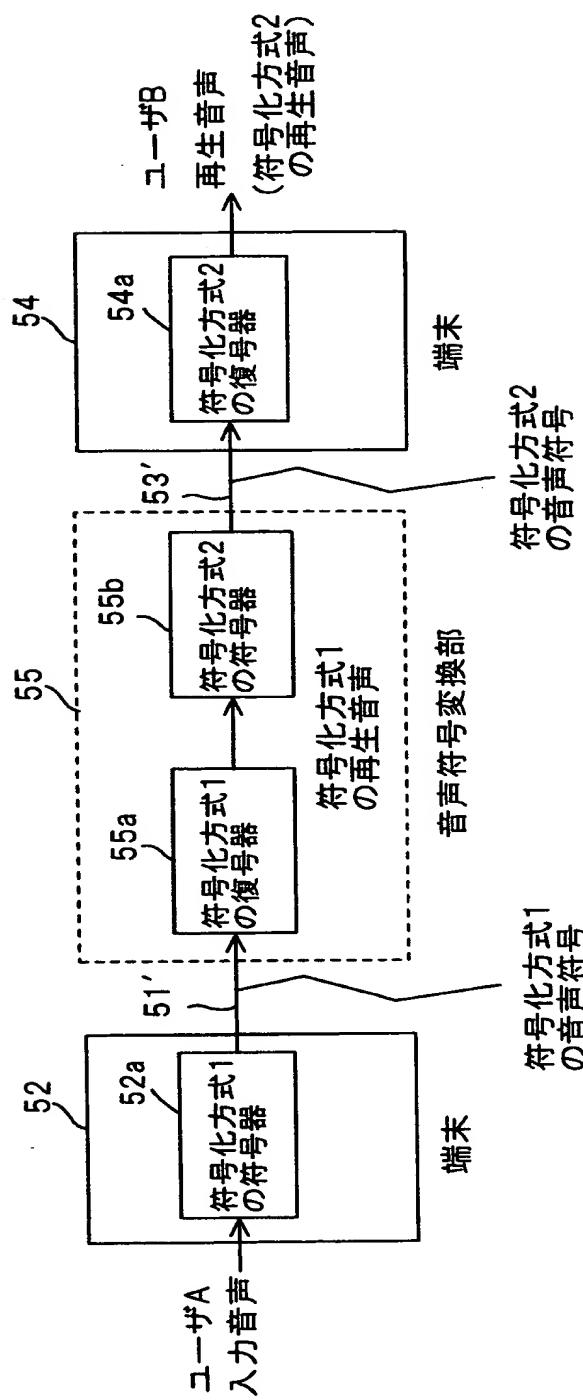
【図29】

従来技術の概念図



【図30】

従来技術の例



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 音声符号を第1の音声符号化方式から第2の音声符号化方式に変換しても、再生音声の品質を劣化させず、しかも、音声の遅延を短縮する。

【解決手段】 第1の音声符号化方式により符号化して得られる音声符号を入力され、該音声符号を第2の音声符号化方式の音声符号に変換して出力する音声符号変換装置である。この音声符号変換装置80において、符号分離手段81は第1の音声符号化方式による音声符号より音声信号を再現するために必要な複数の成分の符号を分離し、各符号変換部82～85は各成分の符号をそれぞれ逆量子化し、ついで、逆量子化値を第2の音声符号化方式により量子化して符号を発生し、符号多重部86は各量子化部から出力する符号を多重して第2の音声符号化方式による音声符号を出力する。

【選択図】 図1

## 認定・付加情報

特許出願の番号	特願2000-330108
受付番号	50001399587
書類名	特許願
担当官	佐藤 一博 1909
作成日	平成12年11月 1日

## &lt;認定情報・付加情報&gt;

## 【特許出願人】

【識別番号】	000005223
【住所又は居所】	神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号
【氏名又は名称】	富士通株式会社
【代理人】	申請人
【識別番号】	100084711
【住所又は居所】	千葉県千葉市花見川区幕張本郷1丁目14番10号 幸栄パレス202 齋藤特許事務所
【氏名又は名称】	斎藤 千幹

次頁無

出願人履歴情報

識別番号 [000005223]

1. 変更年月日 1996年 3月26日

[変更理由] 住所変更

住 所 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号  
氏 名 富士通株式会社